

THESE

Présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

Spécialité : Génie Electrique
Option : Electronique de Puissance

Par

Anne-Marie LIENHARDT

Ingénieur de l'Ecole des Hautes Etudes d'Ingénieur

Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)

Soutenue le 22 novembre 2006 devant le jury composé de:

MM.	A.	RUFER	Président du jury
			Rapporteur
	E.	MONMASSON	Rapporteur
	P.	BOOS	Examineur
	P.	STEIMER	Examineur
	G.	GATEAU	Directeur de Thèse
	T. A.	MEYNARD	Directeur de Thèse

Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH
Unité Mixte de Recherche N° 5828 au CNRS

RESUME

Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)

MOTS CLES

- ✓ Electronique de Puissance
- ✓ Conversion Statique Forte Puissance
- ✓ Convertisseur Multicellulaire Superposé
- ✓ Evaluation des Pertes
- ✓ Equilibrage Actif des Tensions Internes
- ✓ Estimation Numérique Temps Réel
- ✓ Observateur à Modes Glissants
- ✓ Implantation Numérique
- ✓ DSP/FPGA

RESUME

Ce manuscrit apporte une contribution à la commande et à l'observation du convertisseur multicellulaire superposé (SMC). Cette nouvelle structure de conversion d'énergie, brevetée en 2001, présente des caractéristiques très intéressantes qui lui confèrent un intérêt certain pour les applications industrielles de forte puissance. Les présents travaux ont pour objet principal d'améliorer le fonctionnement des convertisseurs SMC et de montrer leur compétitivité pour ce domaine d'application. Cet enjeu est atteint de deux manières différentes mais complémentaires : en positionnant le SMC dans le domaine basse tension/forte puissance, une gamme de tension réduite par rapport à son domaine de prédilection ; en développant des techniques d'observation des tensions internes de la structure, afin de réduire son coût et d'assurer son fonctionnement optimal et sécurisé.

La première partie de ce mémoire est consacrée à la présentation du fonctionnement, de la commande et des propriétés associées aux principales structures multiniveaux. Il s'agit de montrer l'intérêt que représente la topologie SMC dans les systèmes de conversion de puissance vis-à-vis des autres convertisseurs de cette famille. Nous effectuons ensuite une étude comparative des pertes, performances et coûts des topologies d'onduleurs 2 et 3 niveaux à base d'IGBT pour une application basse tension/forte puissance. L'enjeu consiste à légitimer l'utilisation du SMC à ce niveau de tension par rapport aux topologies classiques et multiniveaux concurrentes.

La deuxième partie de ce manuscrit est dédiée à l'observation fine en temps réel des tensions internes de la structure SMC. Le contrôle actif de ces dernières revêt en effet un caractère important, car il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition équilibrée des contraintes en tension sur les semi-conducteurs de puissance. Cet équilibrage actif nécessite la connaissance de ces grandeurs à l'échelle de la période de découpage. La suppression des capteurs différentiels nécessaires permettrait donc de réduire de manière significative le coût global de ces structures dans le cadre d'applications industrielles.

Nous présentons ainsi trois méthodes d'estimation : un reconstruteur de tension, une structure d'observation basée sur une simulation numérique en temps réel du système associée à une mesure de tension et un observateur à modes glissants. Ces techniques sont toutes validées par simulation sur des structures multicellulaires superposées à 3 cellules de commutation. L'observateur à modes glissants est également validé expérimentalement pour un onduleur SMC 7 niveaux triphasé 15kVA. Son implantation est réalisée à l'aide d'une carte numérique associant un DSP et un FPGA.

ABSTRACT

Control and Observation of a New SMC-type Power Conversion Structure (Stacked Multicell Converter)**KEYWORDS**

- ✓ Power Electronics
- ✓ High Power Static Conversion
- ✓ Stacked Multicell Converter
- ✓ Loss Estimation
- ✓ Active Control of the Flying Capacitor Voltages
- ✓ Digital Real-time Estimation
- ✓ Sliding Mode Observer
- ✓ Digital Implementation
- ✓ DSP/FPGA

ABSTRACT

This PhD Thesis deals with the control and the observation of Stacked Multicell Converters (SMC). Developed and validated within the LEEI at the beginning of years 2000, the SMC topology benefits from outstanding dynamic performances that dedicates it to medium voltage and high power applications. This manuscript tends to optimise the operation of this particular converter and to confirm its competitiveness with respect to other multilevel structures. This objective is achieved by different but complementary issues: legitimating the SMC for low voltage and high power applications and observing the flying capacitor voltages of the converter so as to reduce the topology cost and guarantee its safe and optimal operation.

The first part of this thesis details the operation, the control strategy and the properties of the main multilevel topologies, in order to underline the SMC advantages for power conversion systems. A comparative study of the losses, performances and costs of IGBT-based 2 and 3-level topologies is then carried out for a particular low voltage and high power application. The main objective is to legitimate the use of the SMC converter even for this voltage range, compared to other classical and multilevel competitive structures.

The second part is dedicated to the real-time observation of the SMC flying capacitor voltages. This topology indeed relies on flying capacitors so as to equally share the voltage constraint on several power switches. Balancing those internal voltages is a major issue, since it determines the lifetime of the converter. Removing the differential sensors required by the active control would result in a significant reduction of the topology cost for industrial applications.

Three estimation methods are therefore introduced: a voltage reconstruction, a digital real time simulation of the converter combined with a voltage measurement and a sliding mode observer. Those techniques are validated by simulation for a 7-level Stacked Multicell Converter. The sliding mode observer is also confirmed experimentally with our 15kVA three-phase 7-level SMC prototype. Its implementation is realised using a digital board that combines a DSP and a FPGA.

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du groupe de recherche "Convertisseurs Statiques" du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI) situé à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH) de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT).

A l'issue de ces trois années de thèse, à la fois enrichissantes et passionnantes, je tiens à exprimer toute ma gratitude envers les différentes personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ces travaux. La liste, si elle devait être exhaustive, serait trop longue. Toutefois, je voudrais particulièrement remercier :

✓ **Monsieur Y. CHERON**. Directeur de Recherche au CNRS, directeur du LEEI lors de mon entrée en thèse, pour la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant dans son laboratoire.

✓ **Monsieur P. LADOUX**. Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse et responsable de l'équipe "Convertisseurs Statiques", qui m'a accueillie au sein de son équipe de recherche et qui a eu foi en mon travail durant ces 3 ans. Je n'oublierai jamais sa bonne humeur et l'atmosphère chaleureuse dans laquelle j'ai évolué durant ces années.

✓ **Monsieur E. MONMASSON**. Professeur à l'Université de Cergy-Pontoise, qui souligne l'intérêt qu'il porte à nos travaux en participant à ce jury en tant que rapporteur.

✓ **Monsieur A. RUFER**. Professeur à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, pour avoir accepté d'être rapporteur de mon travail et pour avoir présidé mon jury de thèse.

✓ **Monsieur P. STEIMER**. Technology Manager BU Power Electronics and Medium Voltage Drives d'ABB Industrie AG (Suisse), pour l'intérêt qu'il a manifesté en participant à ce jury de thèse et pour la collaboration entre *ABB Corporate Research* et le LEEI durant ces années de recherche.

✓ **Monsieur P. BOOS**. R&D Power Electronics Manager de Socomec (Benfeld), pour sa participation à ce jury de thèse et la collaboration que nous avons réalisée.

✓ **Messieurs G. GATEAU**, Maître de Conférence à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, et **T.A. MEYNARD**, Directeur de Recherche au CNRS, pour le soutien qu'ils m'ont apporté tout au long de ces trois années et pour avoir co-encadré mes recherches. Il est difficile de remercier séparément deux personnes qui ont fait autant pour moi, chacun à leur manière. Trois années de thèse constituent une expérience forte et épanouissante dans bien des domaines. L'interaction avec le personnel des laboratoires est un enrichissement professionnel et personnel continu. Ces quelques années de ma vie ont été inoubliables. Je tenais néanmoins à remercier tout particulièrement Guillaume et Thierry d'avoir consacré leur temps et partagé leurs connaissances pour faire en sorte que cette expérience soit unique humainement et professionnellement. Evoluer à leurs côtés a été un cadeau exceptionnel.

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel du LEEI qui contribue largement au dynamisme et à l'ambiance qui y règnent, en particulier Mesdames **Bodden**, **Escaig**, **Pionnie**, **Schwarz**, **Mebrek**, **Merlot**, et **Balon** pour leur gentillesse et leur disponibilité, mais également Messieurs **O. Durrieu**, **D. Ginibrière** et **J.-M. Blaquièrre** pour les conseils techniques et l'aide pratique qu'ils m'ont apportés. Un remerciement particulier à l'attention de **Fanny Dedet**, qui a accepté la lourde

Remerciements

tâche de relire mon mémoire dans son intégralité, et à **Jacques Benaïoun** dont les conseils avisés m'ont permis d'utiliser judicieusement Microsoft Word lors de la rédaction.

Enfin, je n'oublie pas et je n'oublierai jamais tous mes amis thésards du laboratoire qui ont contribué et qui contribuent toujours à l'ambiance amicale qui règne dans cette communauté au travail et bien au-delà :

✓ à ceux du bureau F302, et anciennement E103 : **Afef Ben Abdelghani** (ah ! ma douce Afef !), **Frédéric Alvarez** (alias « Fred »), **Vincent Baheux** (dit « Vinz »), **Cédric Baumann** (alias « Doudounator »), **Jérôme Faucher** (dit « Faj »), **Jérôme Mavier** (alias « le Fantôme »), **Alexandra et Brendan McGrath** (mon petit couple australien), **Radoslava Mitova** (alias « Adi »), **Vincent Phlippoteau** (dit « Coco »), **François Pigache** (alias « le Ch'ti ») et **Julien Saint-Araille** (dit « Jules »). Occupants qui se sont succédés au cours des années et qui ont illuminé ma vie quotidienne de leur bonne humeur et de leur amitié. La vie à vos côtés a été une expérience enrichissante tant du point de vue personnel que professionnel. Je n'oublierai jamais nos moments de complicité, les gâteaux au chocolat, Didier Super, les Inconnus et les parties de Worms ou de Poker.

✓ A ceux des bureaux voisins **Ali Abdallah, Abdenour Abdelli, Martin Blödt, François Bonnet, Eric Bru, Christophe Conilh, Valentin Costan, Mathieu Couderc, François Defay, Adao Delehelle, Grace Gandanegara, Lauric Garbuio, Marcos Garcia, Olivier Langlois, Matthieu Leroy, Nicolas Martinez, Gianluca Postiglione, Wojciech Szlabowicz, Bayram Tounsi, Christophe Viguier**, et les autres que je n'énumère pas, mais qui sont dans mes pensées. Pour les moments passés en votre compagnie et l'entraide qui émane de ce groupe bien particulier des thésards !

✓ aux tendres moitiés qui partagent la vie de mes comparses et à qui je voue une grande amitié : **Mihaela Chiriac, Monica Faucher, Stéphanie Jadre, Sophie Lazuta, Nathalie Male, Loubna Mavier, Kasia Szlabowicz** et **Taha Bennani**, sans oublier son adorable fille **Meryem**. J'ai eu l'immense plaisir d'assister à l'union de certains de ces couples et je les remercie de cette confiance.

Une pensée affectueuse également pour l'équipe du plateau d'automatique avec laquelle j'ai partagé d'agréables moments durant ces 3 ans (et surtout des chocolatinnes !) : **Stéphane Caux, Elodie Chanthery, Maria David, Jean-Claude Hapiot, Ana Maria Llor, Jérémie Régnier** et **Bruno Sareni**.

Je tiens également à remercier le **Fonds Social Européen** pour avoir financé mes 3 années de thèse, et **ABB Corporate Research**, Switzerland, ainsi que **die Technische Universität de Berlin**, pour la conception et la réalisation du prototype SMC 7 niveaux triphasé.

Ce mémoire est tout particulièrement dédié :

à Vincent pour son amour, son soutien quotidien et ses encouragements lors de la rédaction de ce mémoire ; la vie à tes côtés est une expérience fantastique et précieuse que je compte bien poursuivre aussi longtemps que possible ;

à mon père, ma sœur et mes neveux sans qui rien n'aurait été possible, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée ; ils me rappellent tous les jours que la famille est un lien précieux et fort ;

*qu'ils reçoivent ici toute ma gratitude et ma reconnaissance.
Merci de tout mon cœur.*

TABLES DES MATIERES

NOTATIONS ET ABREVIATIONS	1
INTRODUCTION GENERALE	13

PARTIE I: CONVERSION D'ENERGIE FORTE PUISSANCE

CHAPITRE I : LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET LEURS APPLICATIONS

I.A. INTRODUCTION	17
I.B. EVOLUTION DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE	17
I.C. STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE MULTINIVEAUX	19
I.C.1. Convertisseur Clampé par le Neutre (NPC)	19
I.C.2. Convertisseur Multicellulaire Série (FC)	22
a. Onduleur multicellulaire série 3 niveaux	22
b. Convertisseur multicellulaire série p cellules N niveaux	25
I.C.3. Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC)	28
a. Convertisseur SMC 1x2 3 niveaux	28
b. Convertisseur SMC px2 N niveaux	30
c. Les avantages du SMC	35
I.D. CONCLUSION	36

CHAPITRE II : ETUDE COMPARATIVE DES PERTES ET COÛTS DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

II.A. INTRODUCTION ET APPLICATION ENVISAGEE	39
II.B. DIMENSIONNEMENT DES ONDULEURS DE TENSION POUR UNE APPLICATION 200kVA	40
II.B.1. Dimensionnement thermique et choix des semi-conducteurs	40
a. Calibres en tension et en courant	40
b. Choix des modules IGBT et des Diodes, condition de surcharge	41
c. Mise en parallèle des semi-conducteurs et dimensionnement optimal de la partie silicium	42
II.B.2. Dimensionnement des éléments de filtrage et des condensateurs flottants	47
a. Optimisation des inductances de filtrage	47
a.1. Conditions du dimensionnement	47
a.2. Matériau utilisé pour le noyau	47
a.3. Procédure de dimensionnement	48
a.4. Ondulations de courant dans les inductances de filtrage	51
a.5. Recherche d'un optimum et éléments de filtrage résultants	51
b. Dimensionnement des condensateurs flottants de la structure multicellulaire série	53
II.C. PERTES, RENDEMENTS ET COÛTS DES ONDULEURS 200kVA	54
II.C.1. Pertes des inductances de filtrage	54
II.C.2. Pertes et rendements des onduleurs classiques et multiniveaux	55
II.C.3. Coûts des structures de conversion d'énergie	59
a. Répartition des coûts	59
a.1. Commande rapprochée et drivers IGBT	59
a.2. Dissipateurs	60
a.3. Récapitulatif des éléments pris en compte	61

a.4. Problématique de réalisation des interrupteurs 4 quadrants du SMC	61
b. Prix des onduleurs 200kVA	62
II.C.4. Conclusion partielle.....	63
II.D. RESULTATS EXPERIMENTAUX POUR UN ONDULEUR SMC 1x2 200kVA	64
II.E. CONCLUSION	65

PARTIE II: OBSERVATION DES TENSIONS AUX BORNES DES CONDENSATEURS FLOTTANTS

CHAPITRE III : EQUILIBRAGE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES - NECESSITE D'UN OBSERVATEUR

III.A. INTRODUCTION	69
III.B. EQUILIBRAGE EN BOUCLE OUVERTE	70
III.B.1. Equilibrage Naturel des Tensions Intermédiaires.....	70
III.B.2. Machine d'Etats.....	73
III.B.3. Circuit de Rééquilibrage – Principe de la Charge Minimale	73
III.C. EQUILIBRAGE EN BOUCLE FERMEE	76
III.C.1. Equilibrage basé sur l'égalisation des tensions cellules.....	76
III.C.2. Commande en Boucle Fermée	78
a. Commande en durée – Utilisation du modèle moyen.....	79
a.1. Commande découplante linéaire	80
a.2. Commande par découplage entrées/sorties	82
b. Commande en amplitude – Utilisation du modèle instantané.....	84
c. Commande par déphasage – Utilisation du modèle harmonique	84
III.D. CONCLUSION ET ENJEUX DE LA RECHERCHE EFFECTUEE	86

CHAPITRE IV : RECONSTRUCTION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

IV.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE	89
IV.B. PRINCIPE DE LA METHODE DE RECONSTRUCTION.....	90
IV.B.1. Equation du système (en tension)	90
IV.B.2. Approche des mesures dites Directes et Indirectes.....	91
IV.B.3. Interface de simulation.....	92
IV.B.4. Résultats de simulation relatifs aux Mesures Directes seules	93
IV.C. MESURES INDIRECTES	94
IV.C.1. Exemple illustratif	94
IV.C.2. Exemple numérique.....	95
IV.C.3. Généralisation de la méthode de reconstruction de tensions intermédiaires.....	96
IV.C.4. Résultats de simulation	97
IV.D. RECONSTRUCTEUR DE TENSIONS « CELLULES ».....	99
IV.D.1. Mise en équation du système	99
IV.D.2. Résultats de simulation de la méthode de mesures directes.....	101
IV.D.3. Evolution des cellules adjacentes.....	102
a. Exemple illustratif : évolution d'une seule tension intermédiaire	102
b. Exemple illustratif : évolution de deux tensions intermédiaires	103
IV.D.4. Résultats de simulation pour le SMC 3x2.....	104
IV.D.5. Problématique des conditions initiales.....	105
a. Reconstruction des tensions cellules avec conditions initiales erronées.....	105
b. Taux de report pour les mesures indirectes	107

c. Résultats de simulation pour le SMC 3x2.....	108
IV.D.6. Convertisseur SMC 9 niveaux.....	109
a. Mise en équation du reconstituteur.....	109
b. Exemple illustratif : évolution de trois tensions intermédiaires.....	110
c. Résultats de simulation pour le SMC 4x2.....	111
IV.E. INFLUENCE DU BRUIT DE MESURE EN TENSION.....	112
IV.E.1. Méthode de moyennage.....	114
a. Principe de la méthode.....	114
b. Résultats de simulation.....	114
IV.E.2. Taux de report.....	115
a. Principe de la méthode.....	115
b. Résultats de simulation.....	116
IV.F. CONCLUSION.....	117

CHAPITRE V : ESTIMATION DES TENSIONS INTERMEDIARES

V.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE.....	119
V.B. PRINCIPE DE LA METHODE D'EMULATION.....	119
V.B.1. Equations du système (en courant).....	120
V.B.2. Résolution numérique et numérisation des équations.....	121
V.B.3. Interface de simulation.....	122
V.B.4. Résultats de simulation et performances de la méthode d'émulation.....	123
V.C. MISE A JOUR DE L'EMULATION A L'AIDE D'UNE MESURE DE TENSION.....	124
V.C.1. Mise à jour ponctuelle.....	125
a. Principe de la méthode.....	125
b. Résultats de simulation.....	126
V.C.2. Pondération émulateur/reconstituteur.....	127
a. Principe de la méthode.....	127
b. Résultats de simulation.....	127
V.D. ROBUSTESSE.....	129
V.D.1. Mise à jour ponctuelle.....	129
V.D.2. Pondération reconstituteur/émulateur.....	130
V.E. INFLUENCE DU BRUIT DE MESURE.....	131
V.E.1. Capteur de tension.....	131
a. Mise à jour ponctuelle : taux de report.....	131
b. Pondération reconstituteur/émulateur.....	134
V.E.2. Capteur de courant.....	134
V.F. CONCLUSION.....	135

CHAPITRE VI : OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS

VI.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE.....	137
VI.B. TRAVAUX ANTERIEURS.....	137
VI.C. THEORIE DES OBSERVATEURS A MODES GLISSANTS.....	138
VI.C.1. Principes de fonctionnement de l'observateur.....	138
VI.C.2. Etapes de dimensionnement de l'observateur.....	138
VI.D. APPLICATION A UN CONVERTISSEUR SMC 7 NIVEAUX.....	140
VI.D.1. Modèle instantané du convertisseur SMC 7 niveaux et conditions d'observabilité.....	140
VI.D.2. Equations et fonctionnement de l'observateur à modes glissants.....	142
VI.D.3. Condition de glissement et mode d'atteinte.....	143
VI.D.4. Mode de glissement et dynamiques sur la surface de glissement.....	144

<i>VI.D.5. Paramètres et dynamiques de l'observateur</i>	146
<i>VI.D.6. Phénomène de "Chattering"</i>	148
<i>VI.D.7. Résolution numérique et implantation de la fonction de saturation</i>	149
a. Numérisation	149
b. Implantation de la fonction saturation.....	151
c. Implantation des boucles d'observation	152
d. Paramètres numériques.....	154
Facteurs d'échelle :	154
Facteurs multiplicatifs :	154
Période d'échantillonnage :	154
Méthode de réglage :	154
Paramètres numériques :	155
Actions correctrices :	155
VI.E. OBSERVATION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES	156
<i>VI.E.1. Interface de simulation</i>	156
<i>VI.E.2. Modulation sinusoïdale et conditions initiales connues</i>	157
<i>VI.E.3. Modulation sinusoïdale et conditions initiales inconnues</i>	159
a. Mode d'atteinte : incertitude courant de charge	159
b. Mode de glissement : incertitude tensions intermédiaires	160
VI.F. ROBUSTESSE DE L'OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS	162
<i>VI.F.1. Variations de charge et des paramètres de l'onduleur</i>	162
a. Variations des paramètres de l'onduleur : capacité.....	162
b. Variations des paramètres de la charge : inductance	164
c. Variations des paramètres de la charge : résistance.....	165
<i>VI.F.2. Conclusion partielle</i>	167
VI.G. Co-SIMULATION	167
<i>VI.G.1. Principes de la co-simulation</i>	167
<i>VI.G.2. Résultats de Co-simulation</i>	167
VI.H. RESULTATS EXPERIMENTAUX	169
<i>VI.H.1. Régime permanent</i>	169
<i>VI.H.2. Mode de glissement et mode d'atteinte</i>	170
VI.I. CONCLUSION	171
CONCLUSION GENERALE	173
BIBLIOGRAPHIE	177
ANNEXES	183

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET LEURS APPLICATIONS

Figure I-1 Onduleur NPC 3 niveaux.....	19
Figure I-2 Configurations possibles du convertisseur NPC.....	20
Figure I-3 Porteuses, modulante et signaux de commande de T1 et T2 d'un onduleur NPC.....	21
Figure I-4 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur NPC 3 niveaux.....	21
Figure I-5 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur NPC 3 niveaux.....	22
Figure I-6 Onduleur NPC 5 niveaux.....	22
Figure I-7 Convertisseur Multicellulaire Série (a) représentation 1 – (b) représentation 2.....	23
Figure I-8 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire série.....	23
Figure I-9 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur FC 3 niveaux.....	24
Figure I-10 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur FC 3 niveaux.....	24
Figure I-11 Porteuses, modulante et signaux de commande de T1 et T2 d'un onduleur FC 3 niveaux.....	25
Figure I-12 Onduleur multicellulaire série n cellules.....	26
Figure I-13 Onduleur multicellulaire série 3 cellules 4 niveaux.....	26
Figure I-14 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur FC 4 niveaux.....	27
Figure I-15 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur FC 4 niveaux.....	27
Figure I-16 Tensions aux bornes des condensateurs flottants de l'onduleur FC 4 niveaux.....	28
Figure I-17 Convertisseur Multicellulaire Superposé (a) représentation 1 – (b) représentation 2.....	29
Figure I-18 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire superposé.....	29
Figure I-19 Convertisseur multicellulaire superposé px2.....	31
Figure I-20 Onduleur multicellulaire superposé 3x2 7 niveaux.....	31
Figure I-21 Configurations possibles de la structure SMC 3x2 en fonction du signe de la tension de sortie.....	32
Figure I-22 Configurations du SMC 3x2 pour une tension de sortie positive.....	32
Figure I-23 Réalisation pratique d'une cellule du convertisseur SMC 2xp.....	33
Figure I-24 Modulante, porteuse et signal de commande de l'interrupteur de la 1ère cellule pour.....	34
Figure I-25 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur SMC 3x2.....	34
Figure I-26 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur SMC 3x2.....	35
Figure I-27 Tensions aux bornes des condensateurs flottants de l'étage supérieur de l'onduleur SMC 3x2.....	35
Figure I-28 Evolution du nombre de niveaux et de combinaisons en fonction du nombre de cellules pour les convertisseurs FC et SMC.....	36

CHAPITRE II : ETUDE COMPARATIVE DES PERTES ET COÛTS DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ÉNERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

Figure II-1 Variantes du convertisseur multicellulaire superposé : A/ 2 interrupteurs externes – B/ 1 interrupteur externe.....	40
Figure II-2 Module IGBT Mitsubishi CM200DY-24NF: caractéristique de sortie transistor $v_{CE} = f(I_C)$	42
Figure II-3 Feuille Excel de calcul des pertes d'un onduleur 2 niveaux.....	44
Figure II-4 Feuille Excel de définition de la charge.....	45
Figure II-5 Feuille Excel de définition des contraintes en tension.....	45
Figure II-6 Feuille Excel d'extraction des paramètres des composants IGBT.....	46
Figure II-7 Courbes caractéristiques du matériau magnétique JFE utilisé.....	48
Figure II-8 Feuille Excel de calcul des dimensions, pertes et prix d'une inductance pour un onduleur 2 niveaux.....	49
Figure II-9 Feuille Excel de calcul des pertes dans le bobinage.....	50
Figure II-10 Feuille Excel de calcul des pertes fer.....	51
Figure II-11 Enveloppe supérieure de l'ondulation de courant pour les onduleurs 2 et 3 niveaux.....	51
Figure II-12 Configuration des éléments de filtrage en sortie de chaque onduleur.....	52
Figure II-13 Dimensionnement du condensateur flottant de la topologie FC 3 niveaux.....	54
Figure II-14 Pertes totales dans les inductances de chaque topologie.....	54
Figure II-15 Pertes fer globales par topologie.....	55
Figure II-16 Pertes cuivre globales par topologie.....	55

Figure II-17 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta)=0,8$	56
Figure II-18 Rendement onduleurs $\cos(\theta)=0,8$	56
Figure II-19 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta)=0,8$	56
Figure II-20 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta)=0,8$	56
Figure II-21 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta)=1$	57
Figure II-22 Rendement onduleurs $\cos(\theta)=1$	57
Figure II-23 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta)=1$	57
Figure II-24 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta)=1$	57
Figure II-25 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta)=0,9$ cap.....	57
Figure II-26 Rendement onduleurs $\cos(\theta)=0,9$ cap.....	57
Figure II-27 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta)=0,9$ cap.....	57
Figure II-28 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta)=0,9$ cap.....	57
Figure II-29 Puissance active maximale disponible – $\cos(\theta)=0,8$	58
Figure II-30 Puissance active maximale disponible – $\cos(\theta)=1$	59
Figure II-31 Rendement onduleurs avec filtrage de sortie - $\cos(\theta)=0,8$	59
Figure II-32 Rendement onduleurs avec filtrage de sortie - $\cos(\theta)=1$	59
Figure II-33 Approche n°1 : un dissipateur extrudé et un ventilateur.....	60
Figure II-34 Approche n°2 : deux dissipateurs à ailettes et un ventilateur.....	60
Figure II-35 Réalisation physique de la branche médiane du convertisseur SMC.....	61
Figure II-36 Activation des interrupteurs en fonction du courant de charge – interrupteur 4 quadrants du SMC.....	62
Figure II-37 Prix des onduleurs 200kVA.....	62
Figure II-38 Répartition des coûts des structures de conversion d'énergie 200kVA.....	63
Figure II-39 Rendement en fonction du taux de charge sur charge purement résistive.....	65
Figure II-40 Rendement en fonction du taux de charge sur charge purement résistive (zoom).....	65
Figure II-41 Pertes globales en fonction du taux de charge sur charge purement résistive.....	65

CHAPITRE III : EQUILIBRAGE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES - NECESSITE D'UN OBSERVATEUR

Figure III-1 Tension découpée et courant de charge avec équilibrage des tensions internes – FC 4 niveaux.....	71
Figure III-2 Tensions internes équilibrées – FC 4 niveaux.....	71
Figure III-3 Spectres fréquentiels de la tension découpée et du courant de charge – FC 4 niveaux avec tensions internes équilibrées.....	71
Figure III-4 Tension découpée et courant de charge avec $V_{C_j}(0) = 0$ – FC 4 niveaux – mise en évidence de l'équilibrage naturel.....	72
Figure III-5 Equilibrage naturel des tensions intermédiaires - $V_{C_j}(0) = 0$ – FC 4 niveaux.....	72
Figure III-6 Evolution des spectres fréquentiels de la tension découpée et du courant de charge en fonction du temps – FC 4 niveaux avec $V_{C_j} = 0$ - pour les intervalles :.....	72
Figure III-7 Circuit de rééquilibrage.....	73
Figure III-8 Influence du circuit de rééquilibrage :.....	75
Figure III-9 Diagramme de Bode du circuit de rééquilibrage.....	75
Figure III-10 Tension aux bornes d'une cellule de commutation à l'état bloqué d'un convertisseur SMC.....	76
Figure III-11 Evolution de la tension cellule j de l'état bloqué à l'état amorcé après commutation.....	77
Figure III-12 Tensions aux bornes des condensateurs flottants d'une phase (expérimentation), durant:.....	78
Figure III-13 Représentation par retour d'état du système S.....	80
Figure III-14 Compensation du système S.....	80
Figure III-15 Système découplé par la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement.....	81
Figure III-16 Tension aux bornes des condensateurs flottants pour :.....	82
Figure III-17 Découplage par linéarisation exacte du système.....	82
Figure III-18 Système découplé par la méthode de linéarisation exacte.....	83
Figure III-19 Limitation du courant utilisé pour la procédure de découplage d'un onduleur.....	83
Figure III-20 Tensions aux bornes des condensateurs flottants pour un démarrage du hacheur.....	84
Figure III-21 Schéma du modèle d'état.....	85
Figure III-22 Principe de génération d'une base de connaissance.....	85
Figure III-23 Principe de commande par inversion.....	85

Figure III-24 Structure du système en boucle fermée.....	86
Figure III-25 Tensions aux bornes des condensateurs pour un échelon négatif de -500 V – résultats de simulation.....	86

CHAPITRE IV : RECONSTRUCTION DES TENSIONS INTERMÉDIAIRES

Figure IV-1 Problématique liée au contrôle actif des tensions aux bornes des cellules de commutation.....	89
Figure IV-2 Etat des quantités connues pour méthode d'estimation.....	89
Figure IV-3 Entrées/sorties de la technique de reconstruction.....	90
Figure IV-4 Convertisseur SMC 3x2 monophasé : reconstruction des tensions intermédiaires.....	91
Figure IV-5 Principe fondamental de la technique de reconstruction.....	91
Figure IV-6 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement.....	94
Figure IV-7 Erreur d'estimation reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement.....	94
Figure IV-8 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement (2).....	94
Figure IV-9 Exemple illustratif pour méthode des mesures Indirectes.....	95
Figure IV-10 Schéma généralisé de la technique de reconstruction.....	97
Figure IV-11 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes et Indirectes.....	98
Figure IV-12 Erreur d'estimation reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes et Indirectes.....	98
Figure IV-13 Reconstruction de V_{C2p} et V_{C1p} – temps d'atteinte.....	99
Figure IV-14 Convertisseur SMC 7 niveaux triphasé : reconstruction des tensions cellules.....	100
Figure IV-15 Tension découpée pour commande $\{1,0,0,1,1,1\}$	100
Figure IV-16 Tension découpée pour commande $\{1,1,0,1,1,1\}$	100
Figure IV-17 Reconstruction de V_{Cell3p} : mesures Directes uniquement.....	101
Figure IV-18 Erreur d'estimation reconstruction de $V_{Cell3pp}$: mesures Directes uniquement.....	101
Figure IV-19 Influence d'une tension intermédiaire sur les cellules adjacentes.....	102
Figure IV-20 Cellules adjacentes : évolution d'une seule tension intermédiaire.....	103
Figure IV-21 Cellules adjacentes : évolution de deux tensions intermédiaires.....	104
Figure IV-22 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes.....	104
Figure IV-23 Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes.....	104
Figure IV-24 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées.....	105
Figure IV-25 Etats de l'algorithme de reconstruction avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées.....	107
Figure IV-26 Reconstruction des tensions cellules de l'étage supérieur avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées.....	107
Figure IV-27 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées –.....	108
Figure IV-28 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées –.....	108
Figure IV-29 Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées – Kind = 0.99.....	109
Figure IV-30 Onduleur de tension SMC 4x2.....	109
Figure IV-31 SMC 4x2 - cellules adjacentes : évolution de trois tensions intermédiaires.....	111
Figure IV-32 SMC 4x2 - Reconstruction de V_{Cell4p} avec évolution des cellules adjacentes.....	112
Figure IV-33 SMC 4x2 - Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell4p} avec évolution des cellules adjacentes.....	112
Figure IV-34 Bruit blanc en tension ajouté à la tension découpée.....	113
Figure IV-35 Tension découpée bruitée avant échantillonnage.....	113
Figure IV-36 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	113
Figure IV-37 Erreur d'estimation reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	113
Figure IV-38 Méthode de moyennage des mesures de tension.....	114
Figure IV-39 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	115
Figure IV-40 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	115
Figure IV-41 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	115
Figure IV-42 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées.....	115
Figure IV-43 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées Kr=0.8.....	116
Figure IV-44 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées Kr=0.6.....	116
Figure IV-45 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées Kr=0.4.....	116
Figure IV-46 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées Kr=0.2.....	116

CHAPITRE V : ESTIMATION DES TENSIONS INTERMÉDIAIRES

Figure V-1 Entrées/sorties de la technique d'émulation 119

Figure V-2 Représentation fonctionnelle d'une unité générique du convertisseur SMC..... 120

Figure V-3 Principe fondamental de la méthode d'émulation..... 120

Figure V-4 Opérations internes de la technique d'émulation 122

Figure V-5 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – début de simulation..... 124

Figure V-6 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – après 0,9 s..... 124

Figure V-7 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – conditions initiales nulles . 124

Figure V-8 Schématisation d'une structure d'observation des tensions internes du SMC..... 125

Figure V-9 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – début de simulation..... 126

Figure V-10 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – après 0,9 s..... 126

Figure V-11 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle 127

Figure V-12 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – conditions initiales nulles..... 127

Figure V-13 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – début de simulation 128

Figure V-14 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – après 0,9 s 128

Figure V-15 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération . 128

Figure V-16 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – conditions initiales nulles 128

Figure V-17 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – C + 20% 129

Figure V-18 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – C + 20%..... 129

Figure V-19 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – C - 20%..... 130

Figure V-20 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – C - 20%..... 130

Figure V-21 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – C + 20% 130

Figure V-22 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – C + 20%..... 130

Figure V-23 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – C - 20% 131

Figure V-24 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – C - 20% 131

Figure V-25 Bruit blanc en tension ajouté à la tension découpée..... 131

Figure V-26 Tension découpée bruitée avant échantillonnage 131

Figure V-27 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée 132

Figure V-28 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée..... 132

Figure V-29 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $K_{em} = 0.5$ 133

Figure V-30 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $K_{em} = 0.5$ 133

Figure V-31 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $K_{em} = 0.2$ 133

Figure V-32 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $K_{em} = 0.2$ 133

Figure V-33 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle 133

Figure V-34 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – tension bruitée..... 134

Figure V-35 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – tension bruitée 134

Figure V-36 Bruit blanc en courant ajouté au courant de charge 134

Figure V-37 Courant de charge bruité avant échantillonnage	134
Figure V-38 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – courant bruité	135
Figure V-39 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – courant bruité.....	135
Figure V-40 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – courant bruité	135
Figure V-41 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – courant bruité.....	135

CHAPITRE VI : OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS

Figure VI-1 Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants.....	139
Figure VI-2 Convertisseur SMC 7 niveaux monophasé alimentant une charge R-L.....	140
Figure VI-3 Schéma fonctionnel du modèle d'état instantané d'ordre 5 du SMC 3x2.....	141
Figure VI-4 Configurations du convertisseur SMC en fonction du signe de la tension découpée	142
Figure VI-5 Fonctions de commutation – A/ fonction signe – B/ fonction saturation	148
Figure VI-6 Détermination de la correction pour le courant de charge.....	152
Figure VI-7 Implantation de la boucle d'observation des tensions intermédiaires supérieures	152
Figure VI-8 Implantation de la fonction saturation pour la correction du courant de charge et des tensions intermédiaires.....	153
Figure VI-9 Implantation de la boucle d'observation du courant de charge.....	153
Figure VI-10 Feuille Excel d'aide au choix des coefficients numériques de l'observateur	155
Figure VI-11 Observation du courant de charge x_5 – régime permanent.....	157
Figure VI-12 Erreur d'observation du courant de charge x_5 – régime permanent	158
Figure VI-13 Observation de la tension intermédiaire x_2 – régime permanent.....	158
Figure VI-14 Erreurs d'observation de ε_1 , x_1 et x_2 – régime permanent.....	158
Figure VI-15 Dynamique d'observation du courant de charge x_5 – mode d'atteinte	159
Figure VI-16 Erreur d'observation du courant de charge x_5 – mode d'atteinte.....	159
Figure VI-17 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – mode d'atteinte	160
Figure VI-18 Représentation bidimensionnelle des erreurs d'observation des états du système réduit ε_1 et ε_2 - mode d'atteinte.....	160
Figure VI-19 Observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – mode de glissement.....	161
Figure VI-20 Observation de la tension intermédiaire x_2 – mode de glissement.....	161
Figure VI-21 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – mode de glissement	161
Figure VI-22 Erreur d'observation du courant de charge x_5 – mode de glissement	161
Figure VI-23 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - C_i - 20\%$	163
Figure VI-24 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - C_i + 20\%$	163
Figure VI-25 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - C_i - 20\%$	163
Figure VI-26 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - C_i + 20\%$	163
Figure VI-27 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - C_i - 20\%$	163
Figure VI-28 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - C_i + 20\%$	163
Figure VI-29 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - L_{ch} - 50\%$	164
Figure VI-30 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - L_{ch} + 50\%$	164
Figure VI-31 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - L_{ch} - 50\%$	164
Figure VI-32 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - L_{ch} + 50\%$	164
Figure VI-33 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - L_{ch} - 50\%$	165
Figure VI-34 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - L_{ch} + 50\%$	165
Figure VI-35 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - R_{ch} - 50\%$	166
Figure VI-36 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - R_{ch} + 100\%$	166
Figure VI-37 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - R_{ch} - 50\%$	166

Figure VI-38 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - R_{ch} + 100\%$	166
Figure VI-39 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - R_{ch} - 50\%$	166
Figure VI-40 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - R_{ch} + 100\%$	166
Figure VI-41 Observation du courant de charge $x_5 - co-simulation$	168
Figure VI-42 Observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - co-simulation$	168
Figure VI-43 Erreurs d'observation de x_5, x_1 et $x_2 - co-simulation$	168
Figure VI-44 Observation du courant de charge $x_5 - résultats expérimentaux$	170
Figure VI-45 Observation des tensions intermédiaires x_3 et $x_4 - résultats expérimentaux$	170
Figure VI-46 Observation de la tension intermédiaire $x_3 - résultats expérimentaux$	170
Figure VI-47 Observation des tensions intermédiaires x_3 et $x_4 - résultats expérimentaux en mode de glissement$	171

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET LEURS APPLICATIONS

Tableau I-1 Phases de fonctionnement de l'onduleur NPC 3 niveaux	20
Tableau I-2 Etats des signaux de commande et tension découpée résultante pour un convertisseur FC 3 cellules	27
Tableau I-3 Phases de fonctionnement de l'onduleur SMC en fonction du déphasage.....	30
Tableau I-4 Etats des signaux de commande et tension découpée résultante pour un convertisseur SMC 3x2.....	32

CHAPITRE II : ETUDE COMPARATIVE DES PERTES ET COÛTS DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ÉNERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

Tableau II-1 Tableau récapitulatif des contraintes en tension maximales	41
Tableau II-2 Tableau récapitulatif des calibres préconisés pour les semi-conducteurs des topologies étudiées..	41
Tableau II-3 Températures de jonction maximales et coefficient de mise en parallèle.....	43
Tableau II-4 Tableau récapitulatif des valeurs, pertes et coûts des inductances de filtrage.....	52
Tableau II-5 Tableau récapitulatif de la fréquence de coupure des filtres de sortie.....	52
Tableau II-6 Puissance moyenne dissipée par module et par topologie – choix des dissipateurs	60
Tableau II-7 Classement des onduleurs 2 et 3 niveaux en fonction du rendement, de la puissance disponible et des coûts	64
Tableau II-8 Caractéristiques électriques du banc d'essais 200kVA.....	64

CHAPITRE III : EQUILIBRAGE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES - NECESSITE D'UN OBSERVATEUR

Tableau III-1 Table de sélection pour l'équilibrage des tensions cellules	78
---	----

CHAPITRE IV : RECONSTRUCTION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

Tableau IV-1 Etats du convertisseur SMC et expression de la tension de sortie	92
Tableau IV-2 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber.....	92
Tableau IV-3 Coefficients de l'algorithme de reconstruction pour les états du convertisseur SMC.....	97
Tableau IV-4 Etats du convertisseur SMC et expressions de la tension découpée: reconstruction des tensions cellules.....	101
Tableau IV-5 Etats du convertisseur SMC et de l'algorithme : reconstruction des tensions cellules avec évolution des tensions adjacentes.....	105
Tableau IV-6 Etats du convertisseur SMC 4x2 et expressions simplifiées de la tension découpée: reconstruction des tensions.....	110

CHAPITRE V : ESTIMATION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

Tableau V-1 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber.....	123
Tableau V-2 Etats de la commande pour mesures directes d'une tension intermédiaire.....	125

CHAPITRE VI : OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS

Tableau VI-1 Paramètres électriques du prototype SMC triphasé 7 niveaux 15 kVA.....	147
Tableau VI-2 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber.....	157

NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS

Cette partie du mémoire regroupe l'ensemble des notations et abréviations utilisées lors de la rédaction. Ces dernières sont indiquées par chapitre.

CHAPITRE I : LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET LEURS APPLICATIONS

C_k	Condensateur flottant de la cellule k (F)
E	Bus continu (V)
E_p	Demi-bus continu supérieur ou positif de la structure SMC (V)
E_n	Demi-bus continu inférieur ou négatif de la structure SMC (V)
f_{app}	Fréquence apparente de sortie du convertisseur (Hz)
$f_{déc}$	Fréquence de découpage (Hz)
f_{mod}	Fréquence de modulation (Hz)
\bar{I}_{C_k}	Courant moyen dans le condensateur flottant de la cellule k (A)
I_{dc}	Courant continu (A)
I_S	Courant de charge (A)
i_S	Courant de charge instantané (A)
k	Indice d'une cellule de commutation, $k \in (1, \dots, p)$
L_{ch}	Inductance de charge (H)
n	Nombre d'étages du convertisseur SMC
N_{conf}	Nombre de configurations possibles de la structure du convertisseur
N_{niv}	Nombre de niveaux de tension générés par le convertisseur
p	Nombre de cellules du convertisseur SMC
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
SC_{kp}	Signal de commande de la cellule k de l'étage positif du SMC
SC_{kn}	Signal de commande de la cellule k de l'étage négatif du SMC
T_{mod}	Période de modulation (s)
V_{C_k}	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule k (V)
V_{Cell_k}	Tension de la cellule k (V)
V_{int}	Tension aux bornes d'un interrupteur à l'état bloqué (V)
V_S	Tension de sortie monophasée (V)
Φ_k	Déphasage des signaux de commande de la cellule k ($^\circ$)
α_k	Rapport cyclique de la cellule k

CHAPITRE II : ETUDE COMPARATIVE DES PERTES ET COÛTS DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ÉNERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

B_{sat}	Induction de saturation du matériau pour le noyau de l'inductance de filtrage (T)
C	Condensateur flottant (F)
C_f	Condensateur de filtrage (F)
e	Entrefer de l'inductance de filtrage (m)
F_C	Facteur crête du courant pour charge non linéaire
f_{mod}	Fréquence de modulation (Hz)
f_c	Fréquence de coupure du filtre de sortie (Hz)
\hat{I}	Courant crête de la charge (A)
$I_{C\,eff}$	Courant efficace dans le condensateur flottant (A)
\bar{I}_C	Courant moyen dans le condensateur flottant (A)
L_f	Inductance de filtrage (H)
P	Nombre de cellules de commutation d'un convertisseur multicellulaire série
$P_{disponible}$	Puissance active disponible en sortie du convertisseur (W)
P_{f_total}	Pertes globales de l'inductance de filtrage (W)
S	Puissance apparente en sortie (VA)
$T_{bobinage}$	Température de bobinage de l'inductance de filtrage (°C)
T_{fer}	Température du noyau de l'inductance de filtrage (°C)
$T_{jonction}$	Température de jonction (°C)
V_C	Tension aux bornes du condensateur flottant (V)
$\Delta I_{crête}$	Ondulation du courant de charge dans l'inductance de filtrage (A)
ΔV_C	Ondulation des tensions intermédiaires (V)
$\cos(\theta)$	Facteur de puissance de la charge
α	Rapport cyclique

Voir également les notations relatives à l'Annexe B qui constitue le préambule de ce chapitre.

CHAPITRE III : EQUILIBRAGE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES - NECESSITE D'UN OBSERVATEUR

$C_{\text{équi}}$	Condensateur du circuit de rééquilibrage (F)
C_j	Condensateur flottant de la cellule j (F)
E	Bus continu (V)
f_{app}	Fréquence apparente de sortie du convertisseur (Hz)
$f_{\text{déc}}$	Fréquence de découpage (Hz)
f_{mod}	Fréquence de modulation (Hz)
$f_{\text{réson}}$	Fréquence de résonance du circuit de rééquilibrage (Hz)
I_S	Courant de charge (A)
j	Indice d'une cellule de commutation, $j \in (1, \dots, p)$
L_{ch}	Inductance de charge (H)
$L_{\text{équi}}$	Inductance du circuit de rééquilibrage (H)
m	Profondeur de modulation
n	Nombre d'étages du convertisseur SMC
p	Nombre de cellules du convertisseur multicellulaire série ou multicellulaire superposé
Q	Facteur de qualité du circuit de rééquilibrage
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
$R_{\text{équi}}$	Résistance du circuit de rééquilibrage (Ω)
SC_j	Signal de commande de la cellule j
$T_{\text{déc}}$	Période de découpage (s)
T_{mod}	Période de modulation (s)
V_{C_j}	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule j (V)
V_{Cell_j}	Tension aux bornes de la cellule j (V)
V_S	Tension de sortie monophasée (V)
z	Coefficient d'amortissement du circuit de rééquilibrage
$\tau_{\text{équi}}$	Constante de temps du filtre de rééquilibrage (s)
α_j	Rapport cyclique de la cellule j
Φ_j	Déphasage des signaux de commande de la cellule j ($^\circ$)

CHAPITRE IV : RECONSTRUCTION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

C_{ip}	Condensateur flottant de la cellule i de l'étage positif (F)
C_{in}	Condensateur flottant de la cellule i de l'étage négatif (F)
E_p	Demi-bus continu supérieur ou positif (V)
E_n	Demi-bus continu inférieur ou négatif (V)
$f_{déc}$	Fréquence de découpage (Hz)
i	Indice d'une cellule de commutation, $i \in (1, \dots, 4)$
I_S	Courant de charge du bras SMC monophasé (A)
k	Indice des instants de calcul de l'algorithme
K_{ind}	Taux de report des mesures indirectes pour la reconstruction des tensions cellules, $0 < K_{ind} < 1$
K_r	Taux de report de l'erreur en tension pour reconstruction, $0 < K_r < 1$
L_{ch}	Inductance de charge (H)
N_{max}	Nombre maximal d'échantillons traités par la méthode de moyennage
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
SC_{ip}	Signal de commande de la cellule i de l'étage positif
SC_{in}	Signal de commande de la cellule i de l'étage négatif
T_e	Période d'échantillonnage (s)
t_k	Instant de calcul des algorithmes $t_k = k.T_e$ (s)
$V_{C_{ip}}$	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage positif (V)
$V_{C_{in}}$	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage négatif (V)
$V_{Cell_{ip}}$	Tension de la cellule de commutation i de l'étage positif (V)
$V_{Cell_{in}}$	Tension de la cellule de commutation i de l'étage négatif (V)
V_S	Tension de sortie du bras SMC monophasé (V)
\hat{V}_S	Estimée de la tension découpée par la méthode de reconstruction (V)
$\hat{V}_{C_{ip}}$	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage positif par la méthode de reconstruction (V)
$\hat{V}_{C_{in}}$	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage négatif par la méthode de reconstruction (V)
$\hat{V}_{Cell_{ip}}$	Estimée de la tension aux bornes de la cellule i de l'étage positif par la méthode de reconstruction (V)
$\hat{V}_{Cell_{in}}$	Estimée de la tension aux bornes de la cellule i de l'étage négatif par la méthode de reconstruction (V)
ΔV_S	Erreur de la tension découpée $\Delta V_S = V_S - \hat{V}_S$ (V)
ΔV_{C_i}	Erreur de la tension intermédiaire i $\Delta V_{C_i} = V_{C_i} - \hat{V}_{C_i}$ (V)
ΔV_{Cell_i}	Erreur de la tension cellule i $\Delta V_{Cell_i} = V_{Cell_i} - \hat{V}_{Cell_i}$ (V)

CHAPITRE V : ESTIMATION DES TENSIONS INTERMEDIARES

C_i	Condensateur flottant de la cellule i (F)
E_p	Demi-bus continu supérieur ou positif (V)
E_n	Demi-bus continu inférieur ou négatif (V)
$f_{déc}$	Fréquence de découpage (Hz)
f_e	Fréquence d'échantillonnage (Hz)
i	Indice d'une cellule de commutation, $i \in (1, \dots, 3)$
$I_{S \max}$	Valeur maximale en courant pour numérisation (A)
i_{C_i}	Courant instantané circulant dans le condensateur flottant de la cellule i (A)
i_s	Courant de charge instantané du bras SMC monophasé (A)
$i_s[k]$	Valeur discrète du courant de charge à l'instant t_k (A)
$I_s[k]$	Valeur numérique du courant de charge à l'instant t_k
k	Indice des instants de calcul de l'algorithme
K_{em}	Taux de report de l'erreur en tension, $0 < K_{em} < 1$
K_i	Facteur d'échelle en courant pour numérisation
K_v	Facteur d'échelle en tension pour numérisation
L_{ch}	Inductance de charge (H)
N	Nombre de bits de codage des grandeurs numériques
N_{\max}	Nombre maximal d'échantillons traités par la méthode de moyennage
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
SC_{ip}	Signal de commande de la cellule i de l'étage positif
SC_{in}	Signal de commande de la cellule i de l'étage négatif
T_e	Période d'échantillonnage (s)
t_k	Instant de calcul des algorithmes (s)
V_{\max}	Valeur maximale en tension pour numérisation (V)
v_{C_i}	Tension instantanée aux bornes du condensateur flottant de la cellule i (V)
\dot{v}_{C_i}	Dérivée de la tension instantanée aux bornes du condensateur flottant de la cellule i
$v_{C_i}[k]$	Valeur discrète de la tension intermédiaire aux bornes de C_i à l'instant t_k (V)
V_{C_i}	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i (V)
$V_{C_i}[k]$	Valeur numérique de la tension intermédiaire aux bornes de C_i à l'instant t_k
$\tilde{V}_{C_{ip}}$	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage positif par la méthode d'émulation (V)
$\tilde{V}_{C_{in}}$	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i de l'étage négatif par la méthode d'émulation (V)
\hat{V}_{C_i}	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i par la méthode de reconstruction (V)
$V_{C_i_est}$	Estimée de la tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i par la combinaison pondérée émulateur/reconstructeur (V)

V_S	Tension de sortie du bras SMC monophasé (V)
ΔV_{C_i}	Erreur de la tension intermédiaire i $\Delta V_{C_i} = V_{C_i} - \hat{V}_{C_i}$ (V)

CHAPITRE VI : OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS

C_m	Condensateur flottant de la cellule m (F)
E_p	Demi-bus continu supérieur ou positif (V)
E_n	Demi-bus continu inférieur ou négatif (V)
i	Indice de l'élément du vecteur de mesures, $i = 1, \dots, p$
$I_{S \max}$	Valeur maximale en courant pour numérisation (A)
i_S	Courant de charge instantané du bras SMC monophasé (A)
K_i	Facteur d'échelle en courant pour numérisation
K_v	Facteur d'échelle en tension pour numérisation
j	Indice de l'élément du vecteur d'états, $j = 1, \dots, n$
k	Indice des instants de calcul de l'algorithme
L_{ch}	Inductance de charge (H)
m	Indice d'une cellule de commutation, $m \in (1, \dots, 3)$
n	Dimension du vecteur d'états
N_1	Nombre de bits de codage des grandeurs en courant
N_2	Nombre de bits de codage des grandeurs en tension
p	Dimension du vecteur de mesures
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
s	Surface de glissement de dimension p
SC_{mp}	Signal de commande de la cellule m de l'étage positif
SC_{mn}	Signal de commande de la cellule m de l'étage négatif
T_e	Période d'échantillonnage (s)
t_k	Instant de calcul des algorithmes (s)
u	Vecteur de commande
V_{\max}	Valeur maximale en tension pour numérisation (V)
$v_{C_{mp}}$	Tension instantanée aux bornes du condensateur flottant de la cellule m de l'étage positif (V)
$v_{C_{mn}}$	Tension instantanée aux bornes du condensateur flottant de la cellule m de l'étage négatif (V)
x	Vecteur d'états, $x \in \mathbf{R}^n$
\hat{x}	Estimée du vecteur d'états
$\hat{x}_j[k]$	Valeur discrète de l'estimée \hat{x}_j à l'instant t_k (V)
$\hat{X}_j[k]$	Valeur numérique de l'estimée \hat{x}_j à l'instant t_k
$\tilde{X}_j[k]$	Valeur numérique de l'erreur d'observation de $\hat{X}_j[k]$ à l'instant t_k
\tilde{x}	Vecteur des erreurs d'observation des états
$\dot{\tilde{x}}$	Vecteur des dynamiques des erreurs d'observation des états

y	Vecteur de mesures, $y \in \mathbf{R}^p$
\hat{y}	Estimée du vecteur de mesures
\tilde{y}	Vecteur des erreurs d'observation des mesures
Λ	Matrice $n \times p$ contenant les gains correctifs de l'observateur à modes glissants
ε	Vecteur d'états du système d'ordre réduit, $\varepsilon \in \mathbf{R}^2$
$\hat{\varepsilon}$	Estimée du vecteur d'états ε
$\tilde{\varepsilon}$	Vecteur des erreurs d'observation des états ε

ANNEXES

ANNEXE A : PROTOTYPE SMC TRIPHASÉ 7 NIVEAUX

C_i	Condensateur flottant de la cellule i (F)
f_{dec}	Fréquence de découpage (Hz)
i	Indice d'une cellule de commutation, $i \in (1, \dots, 3)$
I_{dc}	Courant du bus continu (A)
k	Profondeur de modulation
L_{ch}	Inductance de charge (H)
N	Nombre de niveaux de tension en sortie du convertisseur SMC triphasé
R_{ch}	Résistance de charge (Ω)
V_{C_i}	Tension aux bornes du condensateur flottant de la cellule i (V)
V_{dc}	Tension du bus continu (V)
V_{port}	Amplitude d'une porteuse de la stratégie MLI
V_k	Tension de référence d'une phase d'un réseau triphasé, $k = a, b, c$
V_{red}	Tension de sortie d'un redresseur à diodes (V)
$\cos(\theta)$	Facteur de puissance de la charge

ANNEXE B : EXPRESSIONS ANALYTIQUES DE CALCUL DES PERTES DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ÉNERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX À BASE D'IGBTs

E	Bus continu (V)
$E(v_{com}, I)$	Énergie dissipée globale à v_{com} (J)
$E_{v_{def}}(I)$	Énergie dissipée globale à v_{def} (J)
$E_{off}(I)$	Énergie dissipée au blocage à v_{def} (J)
$E_{on}(I)$	Énergie dissipée à l'amorçage à v_{def} (J)
f_{dec}	Fréquence de découpage instantanée des semi-conducteurs (Hz)
$f(x)$	Fonction de modulation
I	Courant de charge efficace (A)
I_c	Courant collecteur du transistor (A)
i_D	Courant instantané dans la diode (A)
i_T	Courant instantané dans le transistor (A)
\bar{I}_D	Courant moyen circulant à travers la diode (A)
\bar{I}_T	Courant moyen circulant à travers le transistor (A)
\bar{I}^{com}	Courant moyen commuté par le composant (A)
I_{eff}^{com}	Courant efficace commuté par le composant (A)

$I_{eff D}$	Courant efficace circulant à travers la diode (A)
$I_{eff T}$	Courant efficace circulant à travers le transistor (A)
I_F	Courant dans la diode antiparallèle (A)
k	Profondeur de modulation
$P_{cond T}$	Pertes en conduction du transistor (W)
$P_{cond D}$	Pertes en conduction de la diode (W)
P_{diode}	Pertes globales d'une diode (W)
P_{total}	Pertes globales d'un module IGBT (W)
$P_{transistor}$	Pertes globales d'un transistor (W)
R_D	Résistance série de la diode (Ω)
R_T	Résistance série du transistor (Ω)
R_{th_d}	Résistance thermique du dissipateur (K/W)
R_{th_da}	Résistance thermique dissipateur-air (K/W)
R_{th_jDb}	Résistance thermique de jonction diode-boîtier (K/W)
R_{th_jTb}	Résistance thermique de jonction transistor-boîtier (K/W)
$[t_1, t_2]$	Intervalle de commutation des interrupteurs de puissance (s)
$T_{ambient}$	Température ambiante ($^{\circ}\text{C}$)
$T_{boîtier}$	Température du boîtier d'un module IGBT ($^{\circ}\text{C}$)
$T_{déc}$	Période de découpage des semi-conducteurs (s)
T_{diode}	Température de jonction d'une diode ($^{\circ}\text{C}$)
T_{mod}	Période de modulation (s)
$T_{transistor}$	Température de jonction d'un transistor ($^{\circ}\text{C}$)
v_{CE}	Tension entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor (V)
v_{CE0}	Tension de seuil du transistor (V)
v_{com}	Tension commutée par les interrupteurs (V)
v_{D0}	Tension de seuil de la diode (V)
v_{def}	Tension commutée des courbes caractéristiques constructeur (V)
v_F	Tension aux bornes de la diode antiparallèle (V)
V_S	Tension phase-neutre de sortie du convertisseur (V)
Δ^{com}	Intervalle de commutation du transistor ou de la diode
θ	Déphasage entre le courant de charge et la tension simple associée (rad)

ABREVIATIONS

AC	Alternatif
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CSVPWM	Centred Space Vector Pulse Width Modulation
DC	Continu
DSP	Digital Signal Processor
FPGA	Field-Programmable-Gate-Array
FC	Convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor converter)
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
IGCT	Integrated-Gate-Commutated-Thyristor
IP	Correcteur Intégral Proportionnel
IPC	Inter-Process Communication
JTAG	Joint Test Action Group : port d'accès pour tests standard IEEE
LEEI	Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle
MOSFET	Metal-Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
NPC	Convertisseur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped converter)
OFF	Etat bloqué du semi-conducteur
ON	Etat passant du semi-conducteur
P	Correcteur Proportionnel
PDPWM	Phase Disposition Pulse Width Modulation
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
PM	Point Milieu capacitif du bus continu
ROM	Read-Only Memory
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory
SMC	Convertisseur multicellulaire superposé (Stacked Multicell Converter)
VHDL	Verilog Hardware Description Language

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un essor très important. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

Cette demande croissante a été motivée par les avancées technologiques et l'augmentation des calibres en tension et en courant des semi-conducteurs commandés. Néanmoins, un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. Dans les trois cas, les composants de puissance utilisés possèdent des calibres plus conséquents. L'augmentation de la tension est souvent privilégiée pour remplir des objectifs de rendement, et les performances statiques et dynamiques des semi-conducteurs se dégradent souvent sous ces conditions de fonctionnement. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport au marché de la demande, notamment au niveau des calibres en tension disponibles.

L'apparition des structures de conversion multiniveaux depuis le début des années 1980 apporte des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et spectres harmoniques des grandeurs de sortie.

Développé au sein du LEEI il y a quelques années (2001), le convertisseur SMC s'intègre dans la famille des structures de conversion d'énergie multiniveaux. Les travaux de recherche effectués par *Laurent Delmas* au sein du laboratoire ont constitué les premières bases quant à l'étude et la mise en œuvre du SMC [DEL]. Ils ont permis de valider les performances statiques et dynamiques de cette nouvelle structure, ainsi que sa commande, et ont abouti à la mise en place du premier démonstrateur monophasé d'une puissance de 25kVA.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la continuité de la première étude réalisée. Ils s'articulent en deux parties et ont comme objectif de montrer l'intérêt économique et la compétitivité du convertisseur multicellulaire superposé pour les applications industrielles de forte puissance. Cet enjeu est atteint de deux manières différentes mais complémentaires : en positionnant le SMC dans le domaine basse tension/forte puissance, une gamme de tension réduite par rapport à son domaine de prédilection ; en développant des techniques d'observation des tensions internes de la structure, afin de réduire son coût et d'assurer son fonctionnement optimal et sécurisé. L'une des particularités du SMC est en effet d'avoir recours à des condensateurs flottants afin de fractionner la contrainte en tension appliquée aux interrupteurs de puissance. L'équilibrage de ces derniers revêt un caractère très important, parce qu'il conditionne la survie du convertisseur. Il peut être réalisé par utilisation de commandes en boucle fermée, qui agissent sur les degrés de liberté du convertisseur, ou à l'aide d'un algorithme de contrôle actif. Ces deux solutions nécessitent cependant la mesure de ces tensions flottantes qui sont à la fois coûteuses et délicates de par les niveaux de tension/puissance mis en œuvre. La mise en place de méthodes d'estimation est donc tout à fait justifiée.

La première partie de l'étude réalisée est consacrée à la présentation des structures de conversion d'énergie multiniveaux. Nous détaillerons les principes de fonctionnement et propriétés associées à chacune d'elles, ce qui nous permettra de dégager leurs principaux avantages, inconvénients et limites d'application. Nous effectuerons ensuite une étude comparative des pertes et coûts des topologies de type 2 et 3 niveaux pour une application spécifique appartenant au domaine basse tension/forte puissance. Cette analyse sera théorique et en partie expérimentale, afin de garantir sa cohérence. Elle

tendra à montrer la compétitivité et la rentabilité du SMC par rapport à des structures classiques connues et maîtrisées, mais aussi vis-à-vis des autres topologies multiniveaux.

La deuxième partie de ce recueil est dédiée à l'observation des tensions internes de la structure multicellulaire superposée en vue d'un équilibrage actif de ces dernières. L'enjeu est de synthétiser une méthode d'observation robuste et performante tout en réduisant les coûts de réalisation induits par la mesure directe de celles-ci à l'aide de capteurs différentiels. Trois techniques différentes seront abordées ; chacune d'elles visant à exploiter au mieux les informations dont nous disposons concernant le système : grandeurs électriques mesurées pour la commande, signaux de commande et équations caractéristiques de la structure.

La première méthode proposée s'appuie sur la reconstruction des tensions intermédiaires à partir d'une mesure de la tension de sortie de chaque phase. Elle induit l'ajout de capteurs de tension additionnels, mais est intéressante de par sa simplicité de mise en œuvre et son indépendance vis-à-vis des paramètres de la charge et du convertisseur, ce qui faciliterait une implantation sur le système physique.

La méthode d'émulation, quant à elle, repose sur une simulation numérique en temps réel des tensions intermédiaires agissant en parallèle avec le système. Nous verrons que celle-ci reproduit efficacement les ondulations caractéristiques de ces grandeurs internes, mais nécessite en définitive d'être associée à une mesure de tension pour atteindre un fonctionnement optimal.

Finalement, nous présenterons le développement et la synthèse d'un observateur à modes glissants. Ces trois méthodes seront développées pour un onduleur SMC monophasé, mais sont généralisables au cas triphasé complet. Leurs performances seront évaluées en simulation pour des fonctionnements en régime permanent et en régime transitoire, afin d'en apprécier les dynamiques. Nous jugerons également la robustesse de ces dernières vis-à-vis de variations paramétriques (charge et convertisseur) ; ainsi que l'influence du bruit de mesure en courant ou/et en tension. Nous présenterons aussi la méthode de discrétisation et de numérisation des algorithmes en vue d'une implantation dans un composant logique programmable.

L'observateur à modes glissants sera implanté et validé expérimentalement à l'aide de notre prototype SMC triphasé 7 niveaux alimentant une charge RL. Celui-ci a été développé dans le cadre d'une collaboration entre *ABB Corporate Research Switzerland* et *die Technische Universität von Berlin*.

PARTIE I : CONVERSION D'ENERGIE FORTE PUISSANCE

CHAPITRE I

LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET LEURS APPLICATIONS

I.A. INTRODUCTION

Au début des années 90, l'évolution des propriétés des semi-conducteurs de puissance a stimulé la croissance du marché des convertisseurs dédiés aux applications moyenne tension/moyenne et forte puissance allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme du kilovolt. Cette évolution a influencé principalement les domaines de l'industrie et de la traction (locomotives 3kV, variateurs de vitesse 4.5kV pour l'industrie et pour la propulsion de navires électriques), mais a également eu un impact significatif sur les systèmes de génération d'énergie électrique, de distribution et de transmission.

Cette augmentation incessante des niveaux de puissance mis en jeu s'est traduit par une hausse des niveaux de tension et de courant, et a nécessité le développement de semi-conducteurs de plus en plus performants. Néanmoins, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport au marché de la demande, notamment au niveau des calibres en tension disponibles.

En parallèle, de nombreuses études ont été menées pour concevoir de nouvelles structures de conversion d'énergie [LAI][ROD]. Basés sur l'association de structures élémentaires, ces convertisseurs constituent des solutions attrayantes pour les applications moyenne tension/forte puissance.

Ainsi, un grand nombre d'applications en électronique de puissance combinent de nos jours les derniers développements en matière de semi-conducteurs moyenne tension avec des structures de conversion d'énergie innovatrices et des commandes avancées [MEY2][COU].

I.B. EVOLUTION DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

Depuis les débuts de l'électronique de puissance, un certain nombre de semi-conducteurs, pour la plupart à base de silicium, ont été utilisés : diodes, transistors bipolaires, MOSFETs, thyristors, GTOs, IGBTs, IGCTs, etc. Les avancées technologiques des dernières décennies ont permis à ces derniers d'évoluer constamment vers un idéal : impédances nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué, puissance consommée et temps de commutation nuls.

Les deux plus célèbres interrupteurs commandés sont le thyristor, apparu en 1957, et le transistor bipolaire, développé au début des années 60. Leurs principes de base sont à l'origine de la plupart des composants semi-conducteurs commandés qui ont été conçus jusqu'à présent.

Depuis les années 90, les interrupteurs dédiés aux applications moyenne tension nécessitant des semi-conducteurs commandés à l'amorçage et au blocage sont principalement les IGBTs et IGCTs ; le thyristor GTO étant destiné à être remplacé par l'IGCT [ALV]. Le transistor IGBT est usuellement associé à une diode antiparallèle. Ces deux composants de puissance forment donc des interrupteurs 3 quadrants bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. L'IGBT est privilégié pour le domaine de la basse et moyenne puissance (100kW à 2-3 MW), tandis que l'IGCT semble être la meilleure option pour les applications de moyenne et forte puissance (1MW à 100MW).

Le transistor bipolaire à grille isolée IGBT (Insulated-Gate-Bipolar-Transistor) est un composant de puissance qui est né dans les années 1985, suite à la recherche des électroniciens de puissance pour développer, sur la même structure, un composant qui rassemble les avantages du transistor bipolaire (chute de tension faible en conduction, tension à l'état bloqué élevée) et ceux du transistor MOSFET (commande en tension, énergie de commande faible et vitesse élevée de commutation) [ION]. Il en a

résulté un transistor commandé en tension, avec des performances intéressantes : fréquence de commutation élevée et chute de tension en conduction faible. Il a cependant aussi hérité de certains inconvénients, comme une certaine sensibilité aux charges électrostatiques et la présence d'une traînée de courant au blocage.

Trois générations d'IGBTs se sont succédées au cours des années. La deuxième génération est structurée sur deux types d'IGBTs : les uns à vitesse élevée de commutation et tension de saturation plus grande (Fast IGBT), et les autres à faible tension de saturation, mais plus lents (Low Loss IGBT). La troisième génération, grâce aux nouvelles technologies NPT (Non Punch Through – structure homogène) a réussi à donner des IGBTs qui allient les deux qualités en même temps. Certains constructeurs ont développé des IGBTs 3^{ème} génération rapides [INF][SEM].

Pour des raisons économiques, une demande croissante apparaît actuellement pour des semi-conducteurs plus compacts avec des pertes réduites (conduction et commutation). De nombreuses recherches sont réalisées depuis plusieurs années afin de développer de nouvelles structures, permettant une augmentation de la densité de courant et de la densité de dissipation d'énergie tout en réduisant la capacité thermique du silicium. Parmi les différentes solutions envisagées, les structures Planar SPT (Soft-Punch-Through) et Vertical Trench FS (Field Stop) offrent les meilleures performances et des améliorations significatives par rapport à la technologie NPT [ALV]. Ces structures sont utilisées par ABB Semiconductors et Semikron pour certaines gammes de composants [ABB][SEM]

L'IGCT (Integrated-Gate-Commutated-Thyristor), quant à lui, est une évolution moderne du thyristor GTO, permettant un fonctionnement sans circuit d'aide à la commutation grâce à une commande rapprochée intégrée au composant. Il combine donc les excellentes propriétés statiques du thyristor (calibres élevés en courant et en tension) et les performances dynamiques du transistor bipolaire (blocage par la commande, etc.).

Tout comme l'IGBT, trois familles d'IGCT peuvent être distinguées : à faibles pertes en conduction pour les disjoncteurs alternatif ou continu ; à faibles pertes en commutation pour les applications d'entraînement moyenne tension ; et à faibles pertes globales et plage de température élevée pour la traction [ALV].

A l'heure actuelle, 6,5kV/600A, 4,5kV/900A et 3,3kV/1,2kA, sont les principaux calibres d'IGBTs moyenne tension disponibles dans le commerce. Ils sont principalement accessibles sous forme de modules single et duaux. Les calibres inférieurs disposent d'un choix plus variés de modules : TriPack, FourPack, SixPack, Chopper, ainsi que de versions Press-Pack [INF][ABB][SEM].

Les IGCTs, quant à eux, ne sont vendus que sous forme de Press-Pack pour des calibres de 4,5kV/4kA et 6kV/3kA [ABB]. ABB Semiconductors en collaboration avec TU Berlin réalise depuis quelques années le développement d'un IGCT 10kV [BER].

Les calibres en tension disponibles pour ces deux interrupteurs sont quasiment identiques et ceux en courant ne constituent pas un problème majeur grâce à la mise en parallèle de modules ou de puces dans un même composant. Pour une application donnée, le choix du composant à utiliser (IGBT ou IGCT) dépend donc de considérations diverses : implantation, facilité de commande, fiabilité, robustesse, maintenance, et bien sûr disponibilité du marché et coûts. Une analyse au cas par cas doit être réalisée, afin de définir la solution la plus avantageuse à tous les niveaux. Néanmoins, pour une technologie de composants donnée, une augmentation du calibre en tension se traduit par une hausse importante de la tension à l'état passant et une diminution de la fréquence de commutation autorisée [DEL].

Diverses technologies et connaissances ont été mises en œuvre, afin d'améliorer les propriétés des semi-conducteurs de puissance. Les efforts en matière de R&D ont été dirigés afin de minimiser les pertes à l'amorçage et en commutation, d'opérer à des fréquences de découpage de plus en plus

élevées, d'améliorer la dissipation thermique, la fiabilité et la robustesse des composants, etc. Le silicium atteignant ses limites (fréquence de découpage, thermique, etc.), de nouveaux matériaux comme le diamant [SCH] et le carbure de silicium SiC [ELA] sont à présent considérés pour de nouvelles avancées technologiques.

La hausse des niveaux de tension exigés pour les applications moyenne tension/forte puissance et la limite des calibres disponibles sur le marché légitime l'utilisation, depuis une vingtaine d'années, de structures de conversion d'énergie multiniveaux. Ces topologies permettent la répartition de la contrainte en tension sur plusieurs interrupteurs et offrent des performances bien supérieures à celles des structures classiques.

I.C. STRUCTURES DE CONVERSION D'ÉNERGIE MULTINIVEAUX

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série.

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement, de la commande et des particularités des principales structures de conversion d'énergie multiniveaux : le convertisseur clampé par le neutre, le convertisseur multicellulaire série et le convertisseur multicellulaire superposé.

Au niveau de ce paragraphe, les semi-conducteurs de puissance sont supposés parfaits (i.e. aucune perte n'est considérée en conduction et en commutation), ainsi que les sources de tension et de courant.

I.C.1. Convertisseur Clampé par le Neutre (NPC)

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) 3 niveaux est apparu au début des années 1980 [BRE] (Figure I-1).

La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu (C). Ces deux diodes imposent un potentiel à $E/2$ aux points A et B.

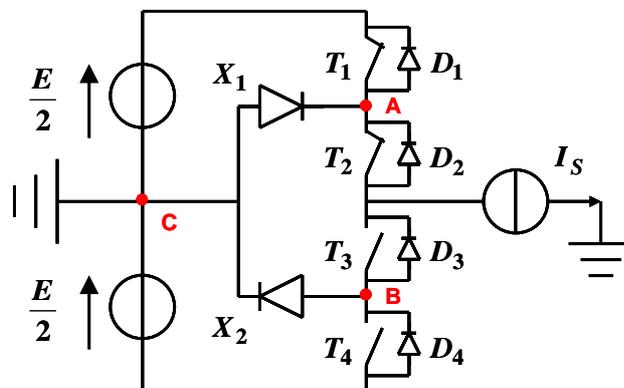


Figure I-1 Onduleur NPC 3 niveaux

Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-E/2$, 0 et $E/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants.

La Figure I-2 illustre les configurations possibles du convertisseur en fonction du signe du courant et de la tension de sortie. T_1 et T_3 (respectivement T_2 et T_4) sont commandés de manière complémentaire. Durant la moitié de la période de modulation T_{mod} , l'état de deux interrupteurs sur 4 est toujours figé :

✓ Pendant l'alternance positive de la référence, T_2 est toujours passant et T_4 toujours bloqué. Si T_1 est amorcé, alors T_3 est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$ (cas A); au contraire si T_3 est ON, alors T_1 est OFF, et la tension de sortie est égale à 0 V (cas C).

- ✓ De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, T_1 est toujours bloqué et T_3 toujours passant. Si T_4 est amorcé, alors T_2 est OFF et la tension de sortie est fixée à $-E/2$ (cas B); à l'inverse si T_2 est ON, alors T_4 est OFF, et la tension de sortie est égale à 0 V (cas C).
- ✓ Le signe du courant de charge indique si celui-ci circule à travers une diode ou un transistor.

L'une des particularités de cette topologie est que les semi-conducteurs externes, T_1 et T_4 , ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation. Les diodes X_1 et X_2 n'interviennent pas pour les phases de fonctionnement A et B. En revanche, l'une d'entre elles est passante dans le cas C et permet de fixer le potentiel du point A ou du point B à 0 V . Le signe du courant de charge indique quelle diode est rendue passante : si $I_s > 0$, X_1 est amorcée et X_2 est bloquée ; la configuration est inversée pour $I_s < 0$.

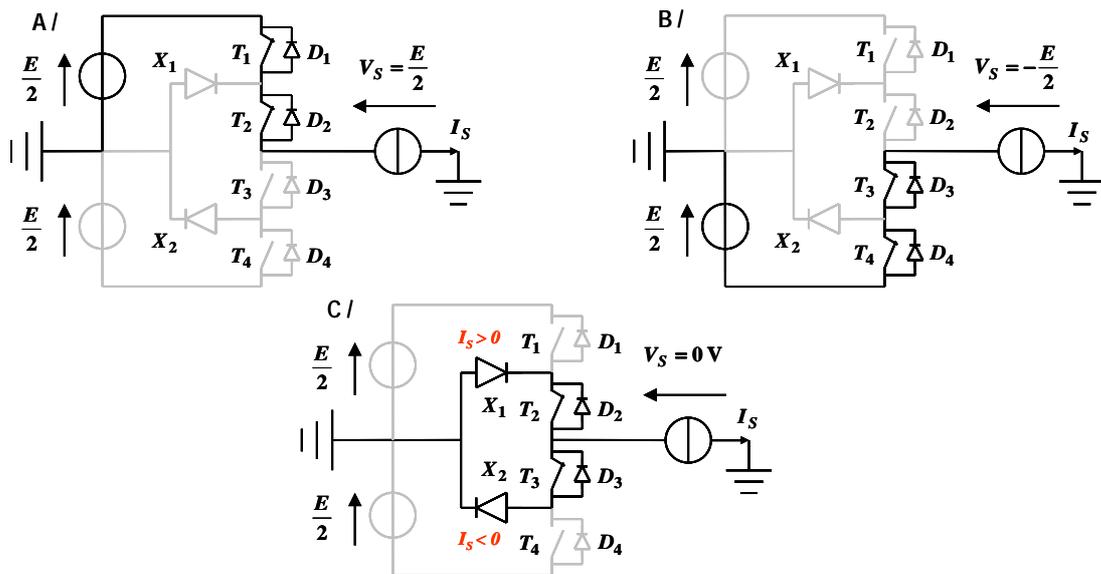


Figure I-2 Configurations possibles du convertisseur NPC

Le Tableau I-1 résume le fonctionnement de l'onduleur NPC 3 niveaux en fonction du sens de circulation du courant de charge. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

Sens du courant	Le courant circule à travers...	Tension découpée
$I_s > 0$	T_1, T_2	$E/2$
	X_1, T_2	0
	D_4, D_3	$-E/2$
$I_s < 0$	T_3, T_4	$-E/2$
	T_3, X_2	0
	D_2, D_1	$E/2$

Tableau I-1 Phases de fonctionnement de l'onduleur NPC 3 niveaux

Un tel fonctionnement est obtenu simplement à l'aide d'une commande MLI intersective classique. La Figure I-3 présente les porteuses, la référence sinusoïdale et les signaux de commande utilisés pour atteindre cet objectif. Il est important de rappeler que les semi-conducteurs T_3 et T_4 sont respectivement complémentaires de T_1 et T_2 . La comparaison entre la porteuse positive et la référence sert à générer les ordres de commande des semi-conducteurs T_1 et T_3 ; inversement l'association de la modulante et la porteuse négative permet de déterminer les instants de commutation de T_2 et T_4 . Les phases durant lesquelles l'état des interrupteurs est figé (passant ou bloqué) sont également visibles.

La Figure I-4 présente les résultats de simulation d'un onduleur NPC 3 niveaux avec $E = 3600V$, un courant de charge maximal égal à $377A$, une fréquence de découpage de $f_{déc} = 1kHz$ et une référence sinusoïdale avec $k = 0,8$ et $f_{mod} = 50Hz$.

Les trois niveaux de tension en sortie du convertisseur sont bien distincts. Le spectre de la tension de sortie laisse apparaître un fondamental à 50Hz et un premier ensemble d'harmoniques autour de la fréquence de découpage (Figure I-5).

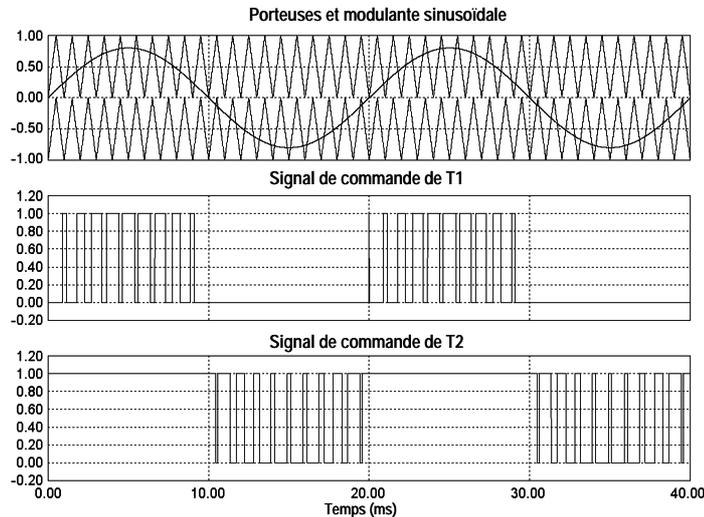


Figure I-3 Porteuses, modulante et signaux de commande de T1 et T2 d'un onduleur NPC

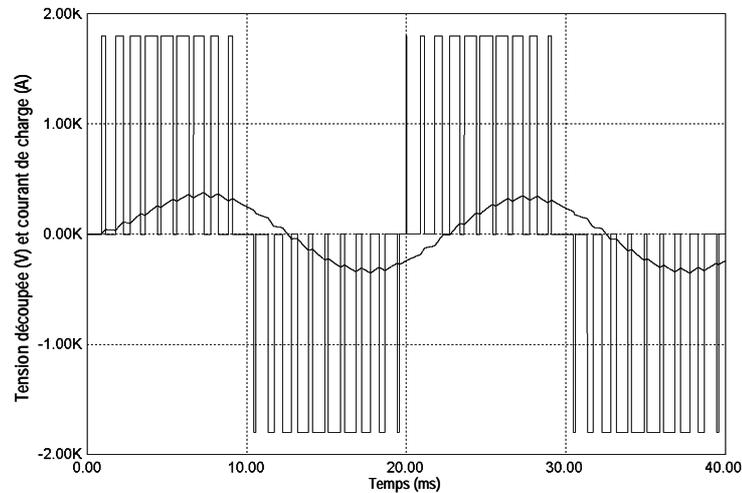


Figure I-4 Tension découpee et courant de charge d'un convertisseur NPC 3 niveaux

Le convertisseur NPC permet d'obtenir des performances statiques et dynamiques très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours : entraînement moyenne tension pour l'industrie, appareillages pour la marine, activité minière et traction. Le NPC apparaît également prometteur dans le domaine de l'énergie éolienne, ainsi que pour les applications basse tension [TEI]. Cependant, l'utilisation d'un pont diviseur capacitif fait apparaître des problèmes d'équilibrage du point milieu [CEL]. Le potentiel de celui-ci peut onduler avec une amplitude importante, voir diverger dans certains cas. De nombreuses solutions ont été étudiées et ont permis d'apporter des réponses à ce problème soit par utilisation de commandes actives [BRU2] soit par introduction de circuits annexes assurant une stabilité du potentiel du point milieu. Ces solutions, très performantes, sont également très pénalisantes en termes de complexité et de coût global du convertisseur et

condamment, dans la plupart des cas, l'utilisation de la topologie NPC pour un nombre de niveaux supérieur à trois (Figure I-6 – onduleur NPC 5 niveaux).

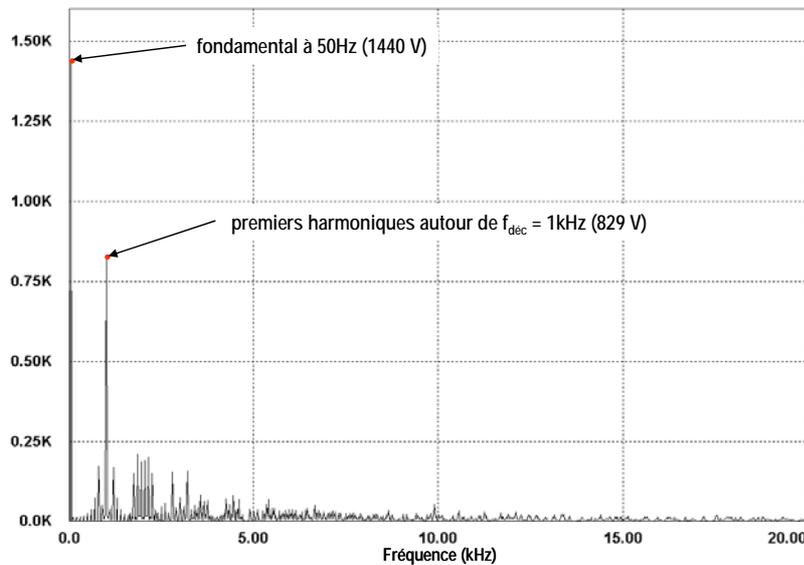


Figure I-5 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur NPC 3 niveaux

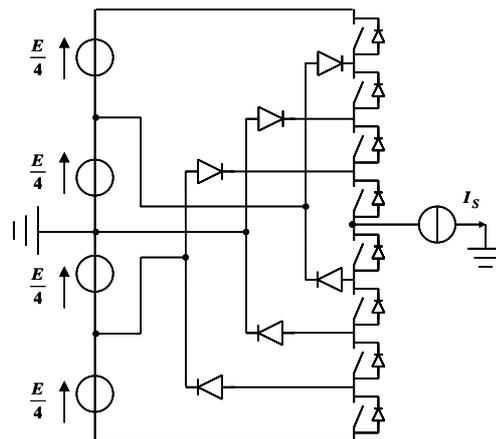


Figure I-6 Onduleur NPC 5 niveaux

I.C.2. Convertisseur Multicellulaire Série (FC)

Le convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par *Thierry A. Meynard* et *Henri Foch* [BRE2].

Dans un premier temps, nous allons expliquer et détailler le fonctionnement, la commande et les caractéristiques de l'onduleur multicellulaire série 3 niveaux (2 cellules). Les généralités et particularités de la structure font ensuite l'objet d'un second paragraphe.

a. Onduleur multicellulaire série 3 niveaux

La structure multicellulaire 3 niveaux est composée de 2 cellules, contenant chacune deux interrupteurs, et connectées entre elles par un condensateur flottant (Figure I-7).

Il est important de constater que les interrupteurs T_1 et T_4 , ou T_2 et T_3 , ne doivent jamais être passants en même temps pour ne pas court-circuiter les sources de tension. Ainsi, les interrupteurs T_1 et T_4 (respectivement T_2 et T_3) sont commandés de manière complémentaire. Ces couples d'interrupteurs forment donc des cellules de commutation.

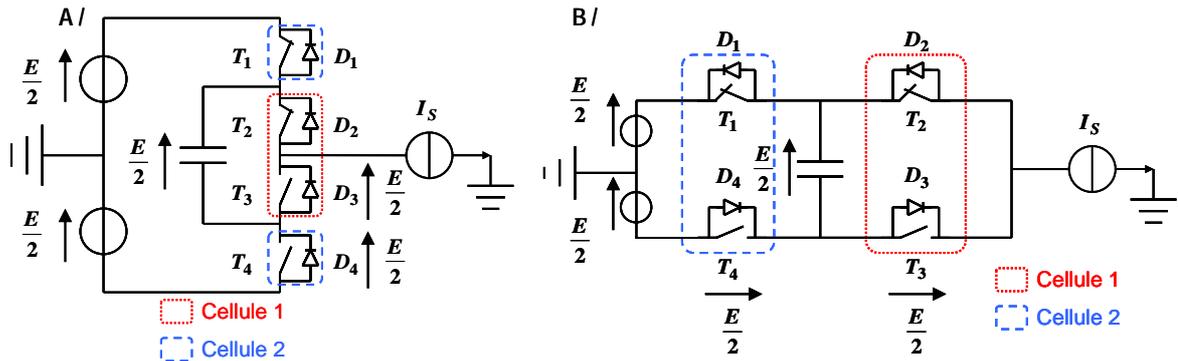


Figure I-7 Convertisseur Multicellulaire Série (a) représentation 1 – (b) représentation 2

Les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par les sources de tension flottantes ; ces dernières sont, dans le cas de la Figure I-7, égales à $E/2$ quel que soit l'état des interrupteurs. La contrainte en tension aux bornes des interrupteurs bloqués ne dépasse donc pas cette valeur. Les cellules de commutation sont indépendantes les unes par rapport aux autres et les semi-conducteurs découpent pendant l'intégralité de la période de modulation.

Il existe quatre configurations possibles pour un convertisseur multicellulaire 3 niveaux, configurations présentées par la Figure I-8. Cette structure permet d'obtenir trois niveaux de tension en sortie : 0 et $\pm E/2$. Le niveau de tension intermédiaire (0 V) peut être généré de deux manières différentes (cas C et D), ce qui implique un transit d'énergie en fonction du sens de circulation du courant de charge. Cette particularité permet de contrôler la tension aux bornes du condensateur flottant.

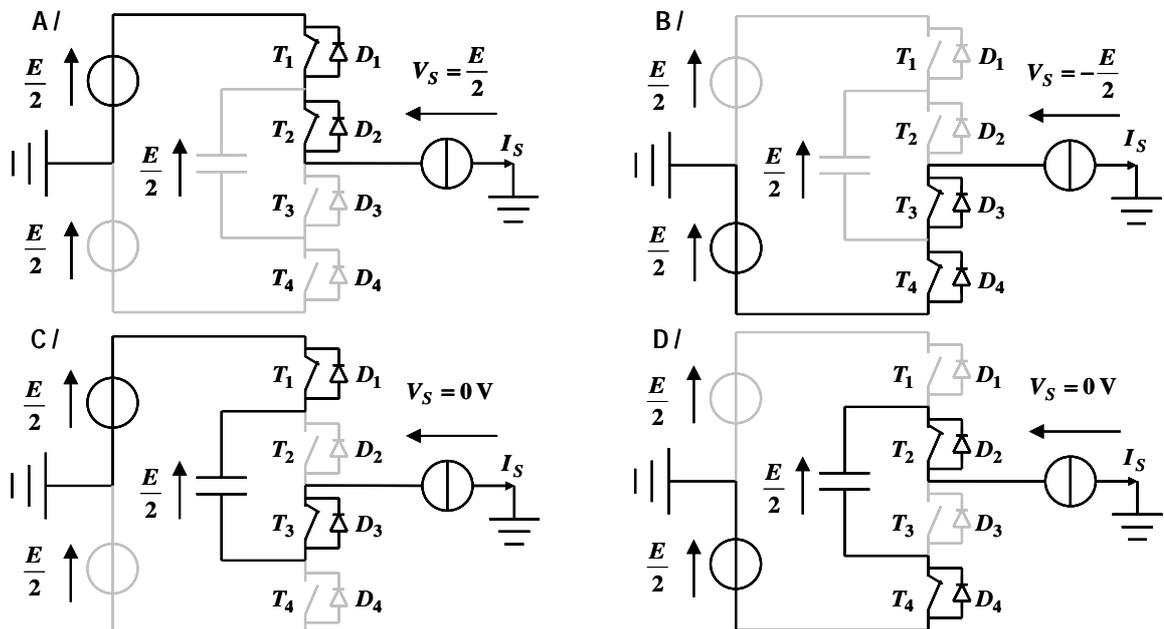


Figure I-8 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire série

La Figure I-9 montre les résultats de simulation d'un onduleur FC 3 niveaux avec $E = 3600V$, un courant de charge maximal égal à $377A$, une fréquence de découpage de $f_{dec} = 1kHz$ et une référence sinusoïdale avec $k = 0,8$ et $f_{mod} = 50Hz$. Le condensateur flottant est préchargé à $V_c = 1800V$.

Tout comme l'onduleur NPC, on discerne les trois niveaux de tension en sortie. La qualité de la tension découpée et du courant de charge est toutefois plus conséquente de par la fréquence apparente plus

élevée. Il s'agit en effet d'une propriété de cette topologie : la fréquence apparente est proportionnelle au nombre de cellules de commutation et à la fréquence de découpage instantanée des interrupteurs. Le spectre de la tension de sortie laisse apparaître un fondamental à 50Hz et un premier ensemble d'harmoniques autour de $f_{app} = 2kHz = 2 \times f_{dec}$ (Figure I-10).

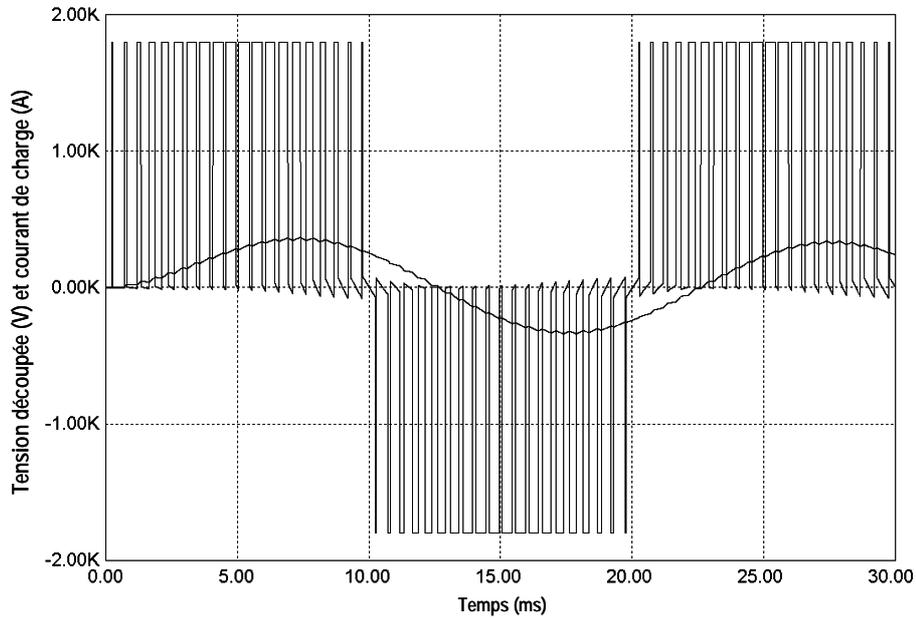


Figure I-9 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur FC 3 niveaux

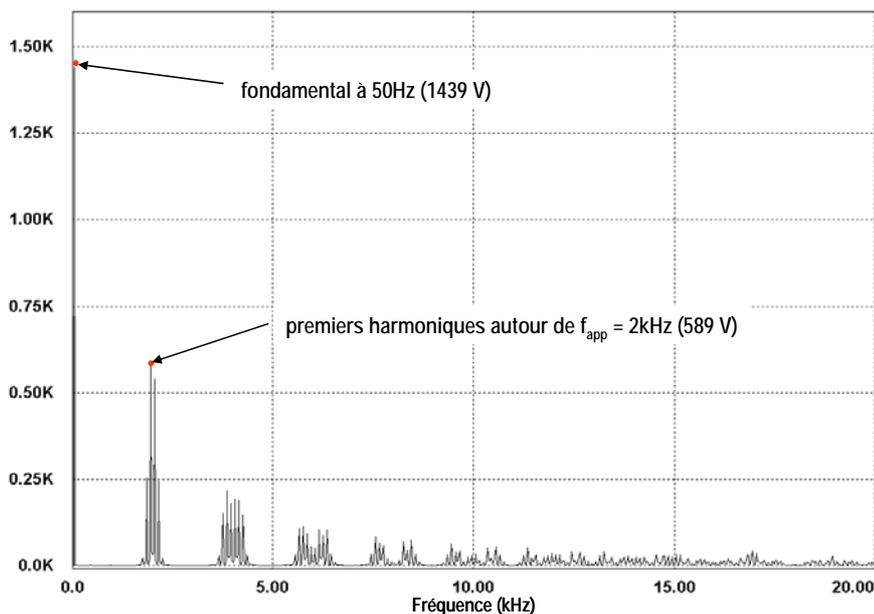


Figure I-10 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur FC 3 niveaux

Les cellules de commutation sont indépendantes l'une par rapport à l'autre, ce qui permet d'utiliser des commandes décalées pour chaque cellule. La Figure I-11 présente les porteuses, la référence sinusoïdale et les signaux de commande utilisés pour générer la tension découpée. Contrairement à l'onduleur NPC, les porteuses occupent l'intégralité de la plage de modulation. Leur déphasage, π dans ce cas précis, dépend du nombre de cellules. Cet aspect est explicité au paragraphe suivant. Nous ne visualisons que les commandes de T_1 et T_2 puisqu'ils opèrent respectivement de manière complémentaire avec T_3 et T_4 .

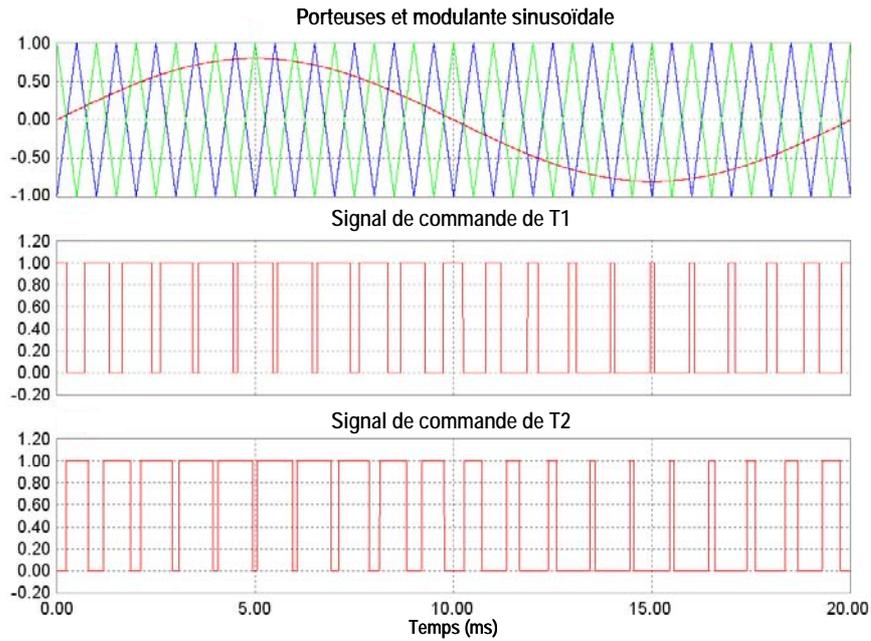


Figure I-11 Porteuses, modulante et signaux de commande de T1 et T2 d'un onduleur FC 3 niveaux

b. Convertisseur multicellulaire série p cellules N niveaux

Le schéma général d'un bras d'onduleur multicellulaire est illustré par la Figure I-12 [HAM][MEY][MEY3]. Il se compose de p paires de semi-conducteurs 3 quadrants séparées par $(p - 1)$ condensateurs flottants. Les deux interrupteurs de chaque paire doivent toujours être dans un état opposé, afin d'éviter un court-circuit des sources de tension. Ceci est obtenu grâce au contrôle des deux IGBTs avec des signaux quasi-opposés en intégrant des temps morts à chaque commutation. Pour cette raison, chaque paire constitue une cellule de commutation.

Le principe de cette topologie est de fractionner la tension du bus continu en p sources de tension élémentaires. Le fonctionnement de chaque cellule de commutation est similaire à celui d'un onduleur 2 niveaux classique avec une source de tension égale à E/p et une source de courant I_{dc} . Chaque interrupteur bloqué doit maintenir à ses bornes une tension maximum égale à :

$$V_{Cellk} = \frac{E}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-1)$$

et le courant circule à travers le composant complémentaire qui est dans un état passant.

Cette condition est assurée si la tension aux bornes des condensateurs flottants de chaque cellule vérifie la relation suivante :

$$V_{ck} = k \times \frac{E}{p}, \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-2)$$

Néanmoins, cette valeur théorique évolue en pratique, car il y a circulation de courant dans les condensateurs en fonction des signaux de commande. L'ondulation résultante est stable si la valeur moyenne du courant est nulle sur une période de découpage :

$$\bar{I}_{ck} = 0 \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-3)$$

Ce critère de stabilité est vérifié à partir du moment où les ordres de commande des cellules de commutation ont un rapport cyclique identique, peu importe leur déphasage relatif Φ_k . Ce dernier a cependant une influence conséquente sur le spectre harmonique de la tension de sortie [MEY2][MEY3]. Si les signaux de commande de chaque cellule sont régulièrement déphasés, tel que :

$$\Phi_k = (k - 1) \times \frac{2\pi}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-4)$$

Les variations de la tension de sortie sont limitées à E/p et la fréquence apparente en sortie est proportionnelle à la fréquence de découpage instantanée des semi-conducteurs :

$$f_{app} = p \times f_{déc} \tag{Eq. I-5}$$

De fait, les premiers harmoniques du spectre de sortie apparaissent à cette fréquence et possèdent une amplitude p fois plus faible que celle d'un onduleur 2 niveaux classique. Les raies harmoniques se situent ensuite aux fréquences de valeurs entières multiples de p [GAT3]. Cette commande est obtenue en comparant des porteuses décalées de $2\pi/p$ avec une modulante sinusoïdale.

Un onduleur multicellulaire série avec p cellules peut générer

$$N_{niv} = p + 1 \tag{Eq. I-6}$$

niveaux de tension en sortie et possède :

$$N_{conf} = 2^p \tag{Eq. I-7}$$

configurations différentes de la structure.

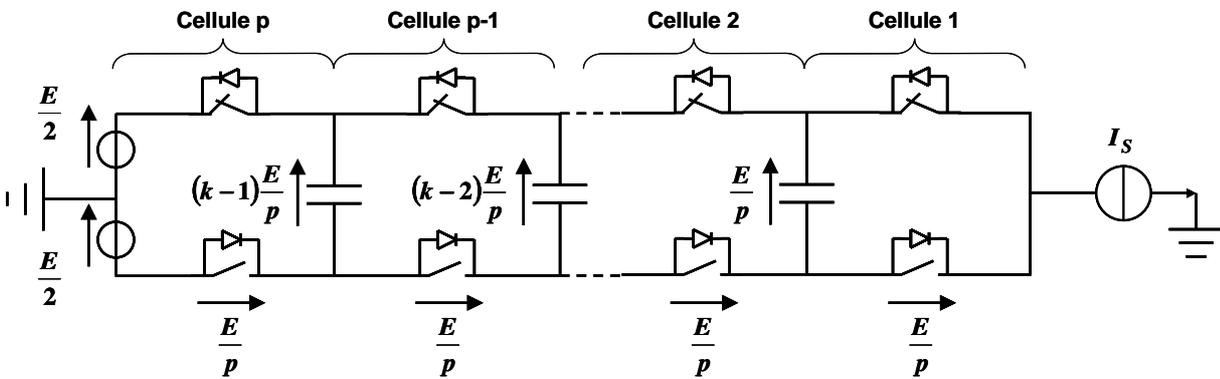


Figure I-12 Onduleur multicellulaire série n cellules

Les Figure I-14 et Figure I-15 illustrent brièvement les caractéristiques de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 niveaux représenté en Figure I-13 ; ceci uniquement dans le but d'apprécier la qualité de la tension découpée et du spectre harmonique. Comparé au spectre harmonique de la Figure I-10 (cas de l'onduleur 3 niveaux), la Figure I-15 montre un décalage fréquentiel et une diminution de l'amplitude du premier ensemble d'harmoniques qui apparaît à présent autour de $f_{app} = 3kHz$. Les paramètres de simulation sont identiques à ceux du paragraphe I.C.2.a, avec $V_{C2} = 2400V$ et $V_{C1} = 1800V$. V_s possède 4 niveaux de tension : $\pm E/6$ et $\pm E$ pour une profondeur de modulation supérieure à $1/3$ et deux uniquement $\pm E/6$ dans le cas contraire.

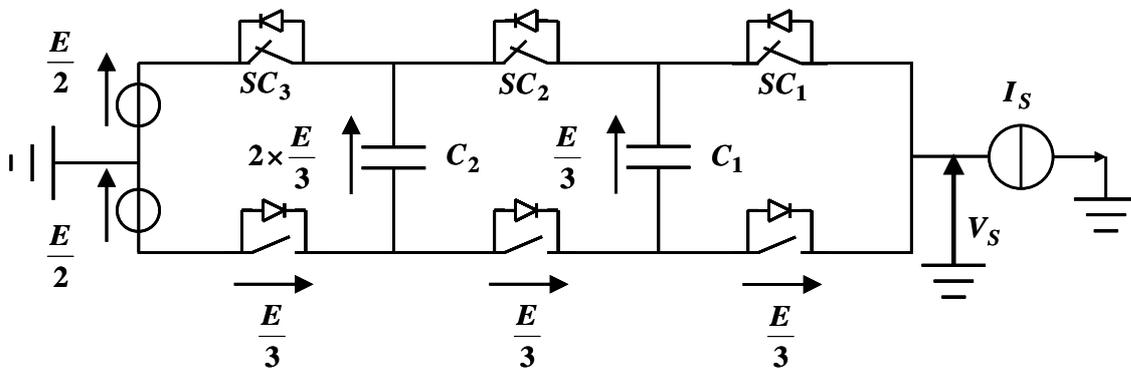


Figure I-13 Onduleur multicellulaire série 3 cellules 4 niveaux

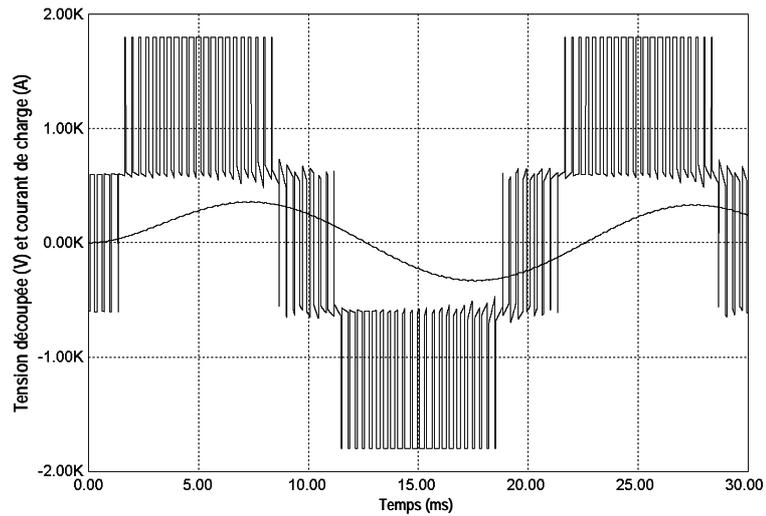


Figure I-14 Tension découplée et courant de charge d'un convertisseur FC 4 niveaux

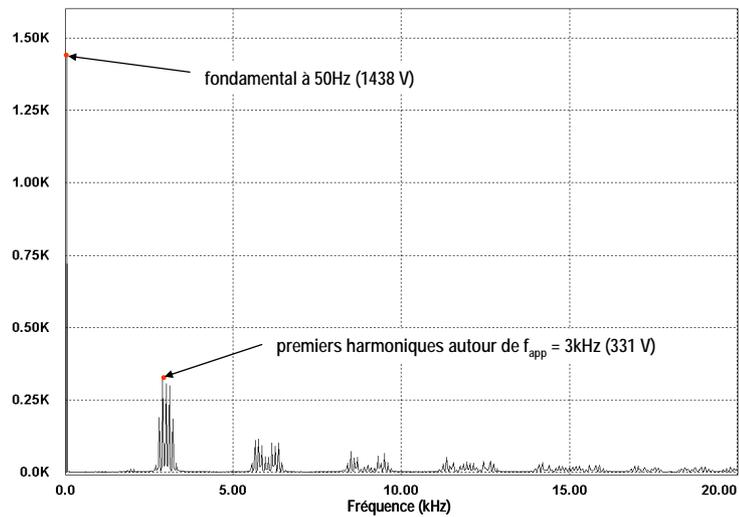


Figure I-15 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur FC 4 niveaux

La dernière propriété du convertisseur multicellulaire série apparaît de manière évidente à partir de 3 cellules, à savoir les redondances existantes au niveau de la commande pour l'obtention d'un niveau de tension précis en sortie. Pour un onduleur 4 niveaux par exemple, le Tableau I-4 regroupe l'ensemble des combinaisons éventuelles des ordres de commande, ainsi que la tension de sortie associée. Il apparaît 3 combinaisons possibles pour générer les niveaux de tension intermédiaires $\pm E / 6$.

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {SC ₃ , SC ₂ , SC ₁ }	Tension de sortie V _S
+2	{1,1,1}	V _S = E/2
+1	{1,1,0}	V _S = E/6
	{1,0,1}	V _S = E/6
	{0,1,1}	V _S = E/6
-1	{0,0,1}	V _S = - E/6
	{0,1,0}	V _S = - E/6
	{1,0,0}	V _S = - E/6
-2	{0,0,0}	V _S = - E/2

Tableau I-2 Etats des signaux de commande et tension découplée résultante pour un convertisseur FC 3 cellules

La Figure I-16 illustre la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure obtenue à l'aide de porteuses décalées de $2\pi/3$.

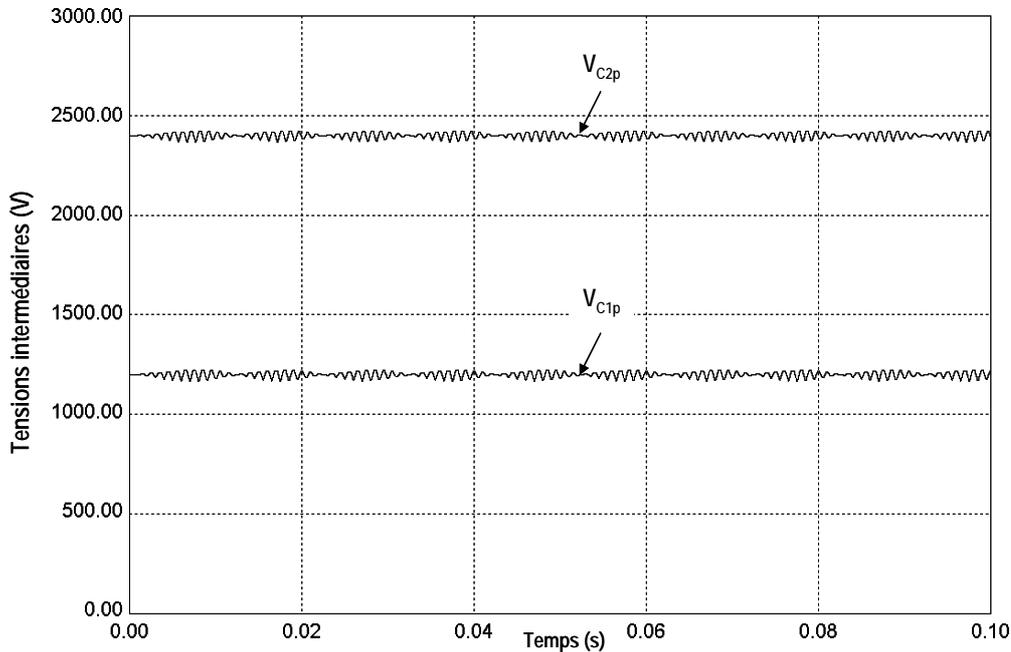


Figure I-16 Tensions aux bornes des condensateurs flottants de l'onduleur FC 4 niveaux

Le convertisseur multicellulaire série a permis le développement d'entraînements haute tension performants avec des bras d'onduleurs composés de 2 ou 3 cellules, améliorant ainsi la qualité de la tension découpée d'un facteur 4 ou 9 [MEY2][COU]. Cette constatation a un impact significatif sur les éléments de filtrage par rapport aux structures de conversion classiques. Néanmoins, si le nombre de cellules est supérieur à 5, la quantité d'énergie stockée dans les condensateurs flottants a un impact considérable sur le prix de la structure envisagée. Cette topologie est de nos jours considérée rentable jusqu'à 4 ou 5 cellules pour les applications de forte puissance.

I.C.3. Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC)

La structure multicellulaire superposée a été brevetée en 2000 (France) et 2001 (International) par Guillaume Gateau, Thierry A. Meynard et Henri Foch [BRE4][BRE5].

La présentation de cette topologie s'effectuera également en deux étapes. Nous procéderons dans un premier temps à la description du convertisseur SMC 3 niveaux, afin de comprendre le fonctionnement de la cellule élémentaire propre à cette structure de conversion d'énergie. La deuxième partie de ce paragraphe détaillera les caractéristiques générales du convertisseur.

a. Convertisseur SMC 1x2 3 niveaux

Le convertisseur multicellulaire superposé 3 niveaux est constitué de 4 à 6 interrupteurs (Figure I-17). Ce choix sera expliqué par la suite dans la partie dimensionnement du convertisseur. Les semi-conducteurs de la branche médiane sont connectés en série et tête-bêche de sorte à créer un interrupteur bidirectionnel au blocage. La répartition de la contrainte en tension dépend de l'état des interrupteurs (passant ou bloqué).

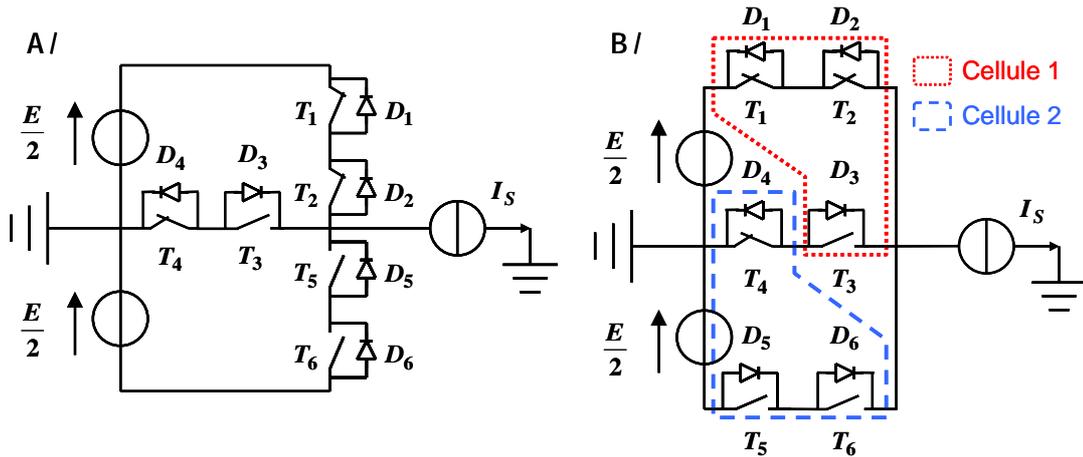


Figure I-17 Convertisseur Multicellulaire Superposé (a) représentation 1 – (b) représentation 2

La Figure I-18 illustre les configurations possibles du convertisseur SMC. T_1 et T_2 , de même que T_5 et T_6 , peuvent être considérés comme un seul interrupteur du point de vue de la circulation du courant. T_1 et T_3 (respectivement T_4 et T_5) sont commandés de manière complémentaire :

- ✓ Pendant l'alternance positive de la référence, T_4 est toujours amorcé et T_5/T_6 toujours bloqués. Si T_1/T_2 sont ON, alors T_3 est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$ (cas 1); au contraire si T_3 est ON, alors T_1/T_2 sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).

- ✓ De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, T_1/T_2 sont toujours bloqués et T_3 toujours passant. Si T_5/T_6 sont amorcés, alors T_4 est OFF et la tension de sortie est fixée à $-E/2$ (cas 2); à l'inverse si T_4 est ON, alors T_5/T_6 sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).

- ✓ Le signe du courant de charge détermine si celui-ci circule à travers une diode ou un transistor. Tout comme ceux de l'onduleur NPC, les semi-conducteurs externes ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation.

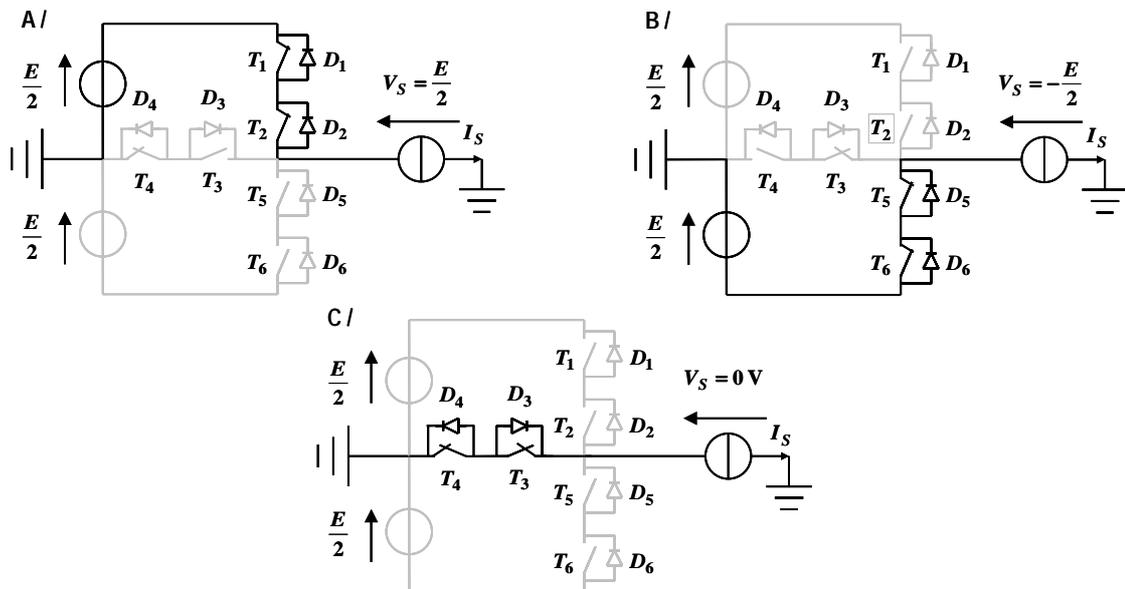


Figure I-18 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire superposé

Le Tableau I-3 résume le fonctionnement du convertisseur SMC 3 niveaux en fonction du signe du courant et de la tension découpée requise.

Sens du courant	Le courant circule à travers...	Tension découpée désirée
$I_s > 0$	T_1, T_2	$E/2$
	T_4, D_3	0
	D_5, D_6	$-E/2$
$I_s < 0$	T_5, T_6	$-E/2$
	T_3, D_4	0
	D_2, D_1	$E/2$

Tableau I-3 Phases de fonctionnement de l'onduleur SMC en fonction du déphasage

Les formes d'ondes caractéristiques de l'onduleur SMC 3 niveaux ne sont pas présentées, simplement parce qu'elles sont identiques à celles de l'onduleur NPC 3 niveaux (Figure I-3). Les deux convertisseurs ont des spécificités similaires en sortie autant du point de vue de la tension et du courant qu'au niveau spectral. Cette constatation est clairement mise en évidence au second chapitre de cette première partie.

La structure 3 niveaux est toutefois un peu particulière, car elle ne contient aucun condensateur flottant et ne possède pas de redondances au niveau de la commande pour l'obtention des niveaux de tension en sortie. Afin de clarifier ces phénomènes, le paragraphe suivant présente les caractéristiques générales de l'onduleur SMC. Nous nous limiterons toutefois à l'étude de la structure à 2 étages et p cellules. La structure SMC n étages p cellules n'est pas présentée dans ce mémoire, car elle ne présente pas d'attraits industriels à l'heure actuelle, notamment à cause de la problématique liée fractionnement du bus continu et à l'équilibrage des diverses tensions aux bornes des condensateurs qui le constituent. Le nombre de semi-conducteurs croît également très rapidement.

b. Convertisseur SMC $p \times 2$ N niveaux

Le convertisseur multicellulaire superposé est une association hybride de cellules de commutation élémentaires [DEL][GAT3]. L'onduleur SMC $p \times 2$ (Figure I-19) est constitué de p cellules et $n = 2$ étages, soit $2 \times p$ cellules de commutation imbriquées et $(p-1) \times n = 2 \times (p-1)$ condensateurs flottants. La tension aux bornes de ces derniers vaut :

$$V_{Ck} = \frac{k \times E}{n \times p}, \quad k \in \{1, \dots, p-1\} \quad (\text{Eq. I-8})$$

où E est la tension d'entrée globale et k le rang de la cellule ; la première cellule étant connectée à la source de courant.

La topologie multicellulaire superposée $2 \times p$ permet de générer :

$$N_{niv} = (n \times p) + 1 \quad (\text{Eq. I-9})$$

niveaux de tension en sortie et possède :

$$N_{conf} = (n+1)^p = 3^p \quad (\text{Eq. I-10})$$

configurations différentes de la structure.

La fréquence apparente en sortie du convertisseur est proportionnelle à la fréquence de découpage instantanée des semi-conducteurs $f_{déc}$, ainsi qu'au nombre de cellules

$$f_{app} = p \times f_{déc} \quad (\text{Eq. I-11})$$

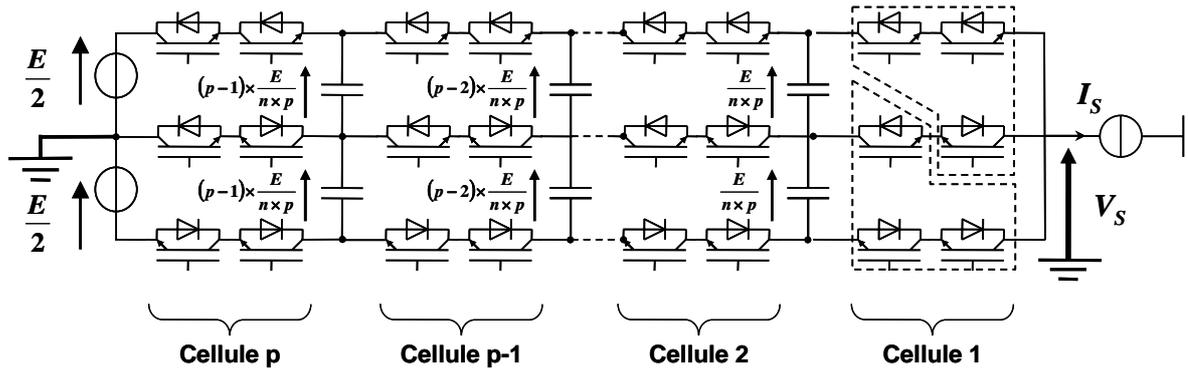


Figure I-19 Convertisseur multicellulaire superposé $px2$

Chaque étage est constitué de p cellules de commutation en série. Les interrupteurs des branches supérieures et inférieures de chaque cellule ont de fait un fonctionnement complémentaire. Les pointillés apposés sur les semi-conducteurs de la 1^{ère} cellule de la Figure I-19 montrent les semi-conducteurs concernés pour chacun des deux étages. Les ordres de commande sont référencés par rapport au haut des cellules de commutation.

Le nombre de configurations disponibles N_{conf} étant supérieur au nombre de niveaux N_{niv} , il existe donc des redondances au niveau de la commande quant à l'obtention d'un niveau de tension précis en sortie. De plus, certaines configurations de la structure ne sont pas sollicitées par la commande. La Figure I-21 affiche les configurations possibles d'un onduleur SMC $3x2$ (Figure I-20) en fonction du signe de la tension de sortie désirée.

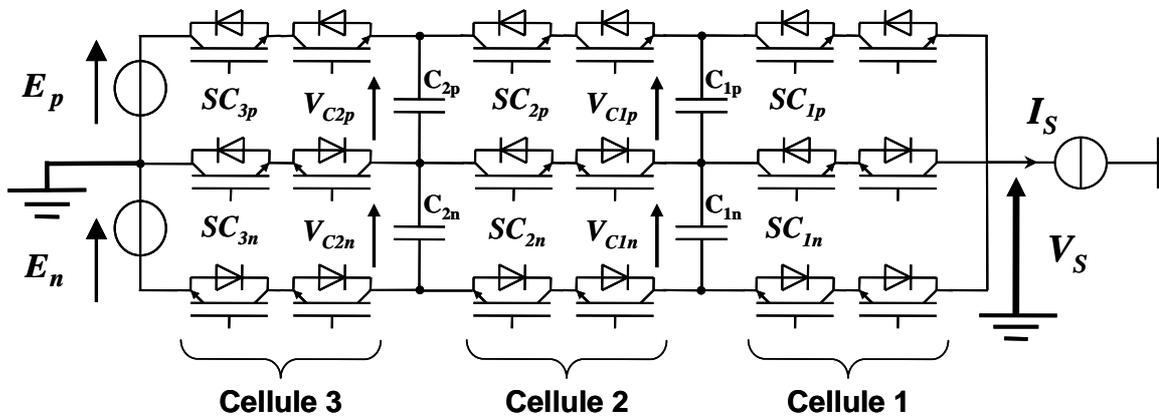


Figure I-20 Onduleur multicellulaire superposé $3x2$ 7 niveaux

Lorsque V_s est positive, l'étage supérieur du SMC est activé et les ordres de commande de l'étage inférieur sont égaux à 1 (semi-conducteurs toujours passants au niveau de la branche médiane de la structure) (Figure I-21A). Inversement, pour une tension de sortie négative, l'étage inférieur du SMC commute et les ordres de commande SC_{1p} , SC_{2p} et SC_{3p} sont nuls (semi-conducteurs toujours bloqués) (Figure I-21B). Ainsi, les configurations utilisant les deux étages conjointement sont interdites ou utilisées dans des cas particuliers seulement [DEL]. La Figure I-22 montre les configurations autorisées lors de la génération d'une tension découpée positive ; le Tableau I-4 regroupe, quant à lui, les combinaisons des ordres de commande de cette structure et la tension de sortie résultante pour un niveau de tension donné.

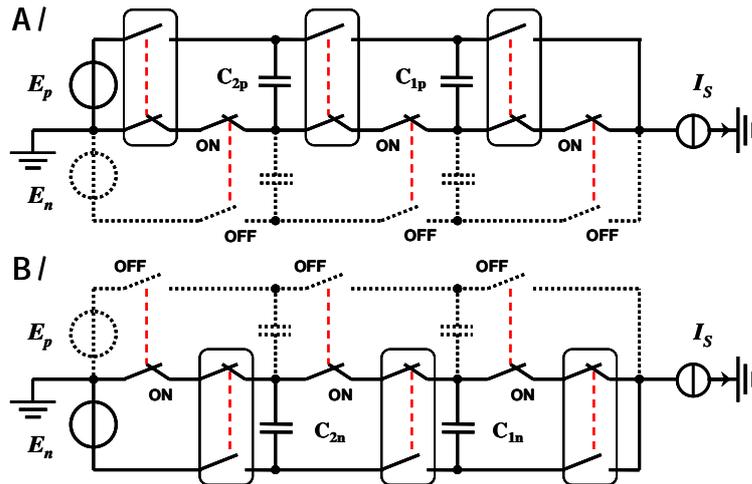


Figure I-21 Configurations possibles de la structure SMC 3x2 en fonction du signe de la tension de sortie

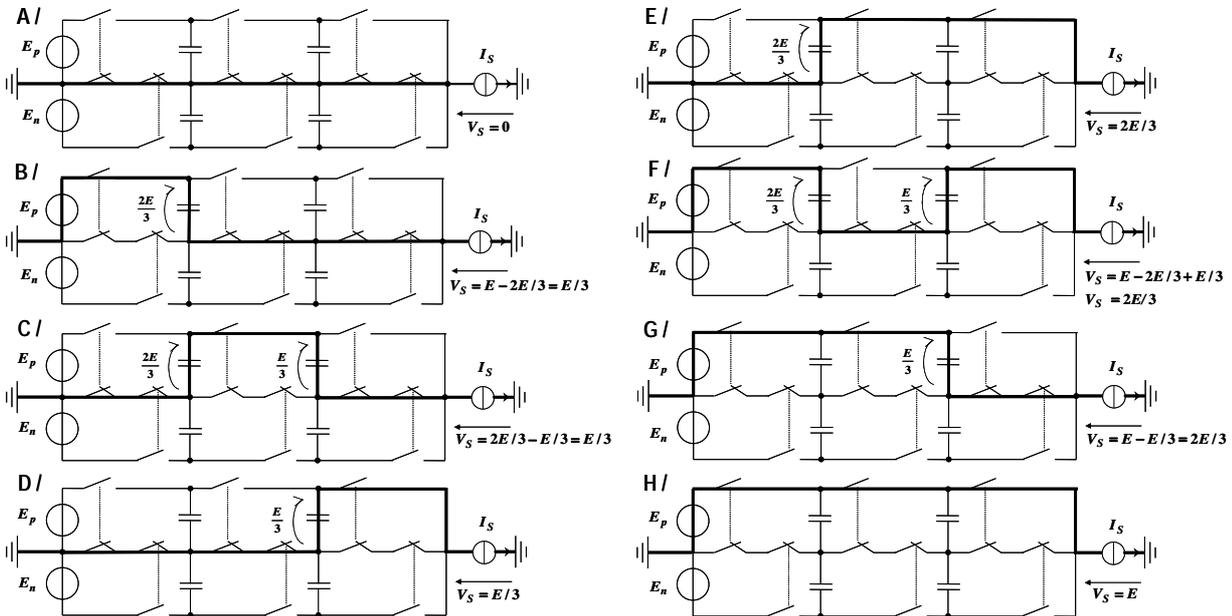


Figure I-22 Configurations du SMC 3x2 pour une tension de sortie positive

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {SC _{3p} , SC _{2p} , SC _{1p} , SC _{3n} , SC _{2n} , SC _{1n} }	Tension de sortie Vs
+3	{1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p$
+2	{1,1,0,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C1p}$
	{1,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C2p} + V_{C1p}$
	{0,1,1,1,1,1}	$V_S = V_{C2p}$
+1	{0,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{C1p}$
	{0,1,0,1,1,1}	$V_S = V_{C2p} - V_{C1p}$
	{1,0,0,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C2p}$
0	{0,0,0,1,1,1}	$V_S = 0$
-1	{0,0,0,1,1,0}	$V_S = -V_{C1n}$
	{0,0,0,1,0,1}	$V_S = -V_{C2n} + V_{C1n}$
	{0,0,0,0,1,1}	$V_S = -E_n + V_{C2n}$
-2	{0,0,0,0,1,1}	$V_S = -E_n + V_{C1n}$
	{0,0,0,0,1,0}	$V_S = -E_n + V_{C2n} - V_{C1n}$
	{0,0,0,1,0,0}	$V_S = -V_{C2n}$
-3	{0,0,0,0,0,0}	$V_S = -E_n$

Tableau I-4 Etats des signaux de commande et tension découpée résultante pour un convertisseur SMC 3x2

Remarques :

✓ les niveaux de tension sont référencés par rapport à 0 et exprimés selon le signe de V_s . Chaque saut correspond à une tension E/p . Ainsi, pour un onduleur SMC 3x2, les niveaux ± 1 sont égaux à $\pm E/3$, ± 2 à $\pm 2E/3$ et ± 3 à $\pm E$.

✓ en accord avec la commande illustrée en Figure I-21, nous référencerons tout au long de ce mémoire les variables appartenant à l'étage supérieur avec un indice p signifiant positif. De manière analogue, les grandeurs de l'étage inférieur seront indiquées avec un indice n (négatif).

En pratique, les branches supérieures et inférieures de la structure peuvent contenir un ou deux semi-conducteurs en série (Figure I-23) [GAT2]. La tension appliquée à chaque cellule de commutation à l'état bloqué est constante :

$$V_{Cellk} = \frac{E}{p}, \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-12)$$

En présence d'un seul interrupteur, celui-ci doit supporter une contrainte en tension deux fois plus élevée que ceux de la branche médiane. Afin d'uniformiser la répartition de la contrainte en tension, deux semi-conducteurs identiques peuvent être connectés en série ; leurs commandes étant similaires. Dans cette hypothèse, la contrainte en tension de tous les interrupteurs de la structure vaut :

$$V_{intk} = \frac{E}{n \times p}, \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (Eq. I-13)$$

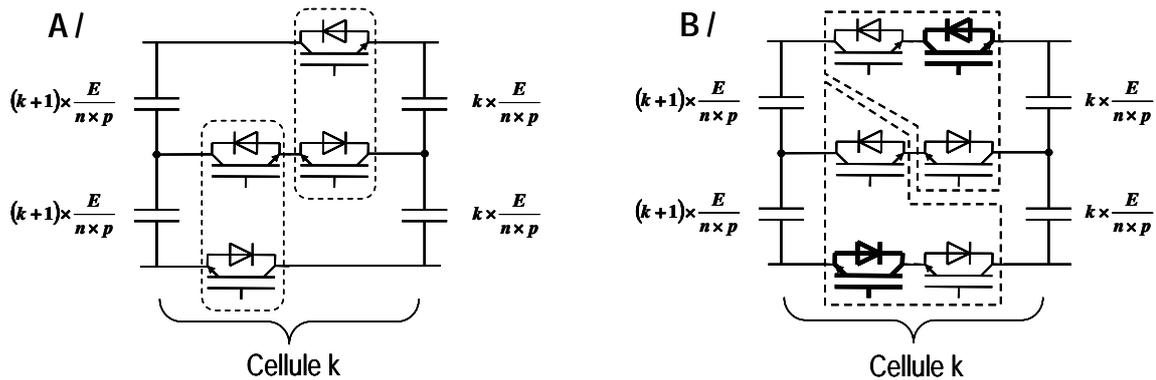


Figure I-23 Réalisation pratique d'une cellule du convertisseur SMC 2xp

L'ajout de deux interrupteurs par cellule de commutation n'implique pas forcément une augmentation significative des pertes. En effet, une étude plus approfondie de la commande des deux interrupteurs montre que : le composant supplémentaire dans la branche supérieure peut servir à tenir la tension lorsque le rapport cyclique est inférieur à 50% (état bloqué) et conduire en permanence lorsque $\alpha_k > 50\%$. Ainsi, l'interrupteur peut découper à une fréquence bien inférieure à f_{dec} (50Hz par exemple) et ne commute aucun courant si un motif de commande approprié est utilisé [GAT2].

La commande du convertisseur multicellulaire superposé s'apparente à celles des deux structures présentées auparavant [GAT2]. Chaque étage du SMC peut être considéré comme un convertisseur multicellulaire série, l'usage de porteuses décalées pour la commande des différentes cellules est donc de rigueur, afin d'assurer l'équilibrage des tensions condensateurs et d'éviter le court-circuit des sources de tension. Néanmoins, tout comme certains composants de la structure NPC, chaque étage n'est actif que durant la moitié de la période de modulation.

Ainsi, la commande du SMC est réalisée à l'aide d'une modulante globale et de deux ensembles de porteuses décalées entre elles de $2\pi/p$. La Figure I-24 montre la modulante, la porteuse et le signal

de commande de l'interrupteur de la 1^{ère} cellule pour l'étage positif (Figure I-24A) et négatif (Figure I-24B) pour un SMC 3x2. Pour chaque étage, la porteuse présentée est ensuite décalée de $2\pi/3$ et $4\pi/3$, et comparée à la modulante, pour générer les signaux de commande des deux autres cellules.

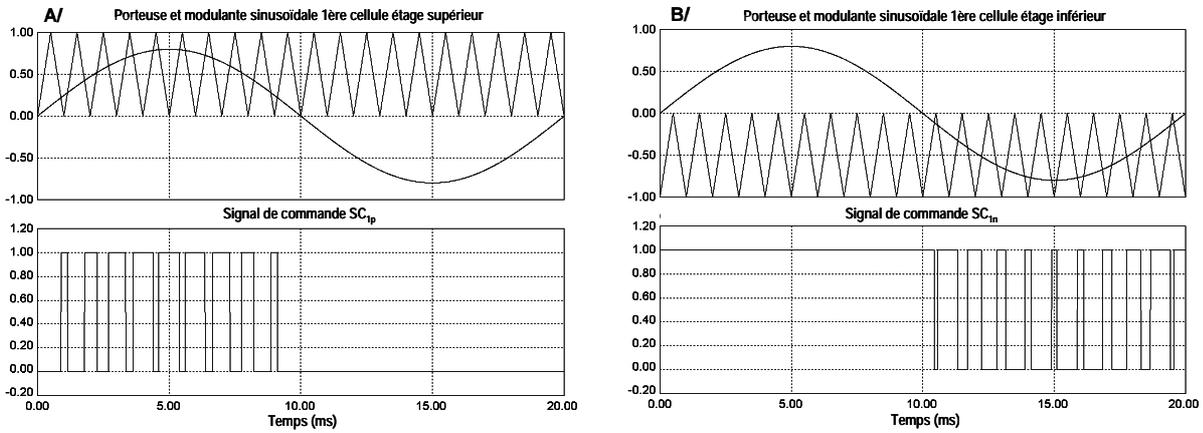


Figure I-24 Modulateur, porteuse et signal de commande de l'interrupteur de la 1^{ère} cellule pour (A) étage supérieur – (B) étage inférieur

La Figure I-25 présente les résultats de simulation d'un onduleur SMC 3x2 avec $E_p = E_n = 1800V$, un courant de charge maximal égal à $377A$, une fréquence de découpage de $f_{dec} = 1kHz$ et une référence sinusoïdale $f_{mod} = 50Hz$. Les condensateurs flottants sont respectivement chargés à : $V_{C1p} = V_{C1n} = 600V$ et $V_{C2p} = V_{C2n} = 1200V$.

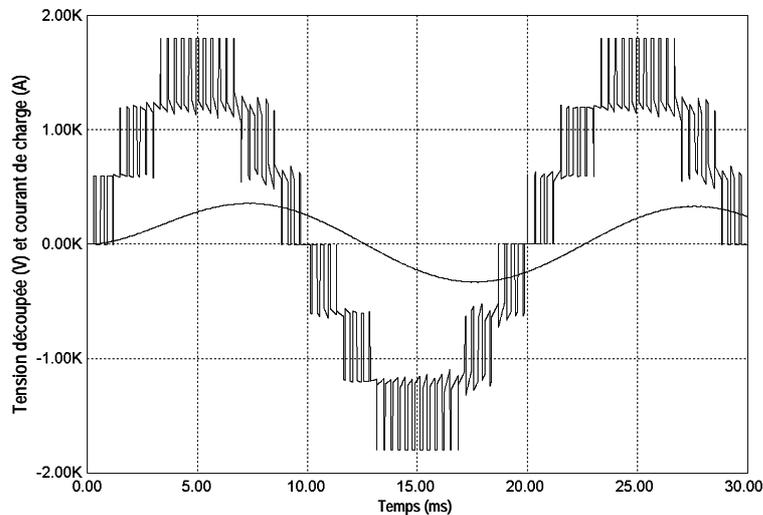


Figure I-25 Tension découpée et courant de charge d'un convertisseur SMC 3x2

La tension de sortie est composée de 7 niveaux de tension distincts. Le spectre de la tension de sortie laisse apparaître un fondamental à $50Hz$ et un premier ensemble d'harmoniques autour de $f_{app} = 3kHz$ (Figure I-26). L'amplitude de celui-ci est plus faible que celui de l'onduleur multicellulaire 4 niveaux (Figure I-15) pour une fréquence apparente identique. Cette différence provient de l'amélioration de la qualité des formes d'onde de sortie obtenue grâce aux 7 niveaux de tension. La Figure I-27 illustre la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure obtenue à l'aide de porteuses décalées de $2\pi/3$.

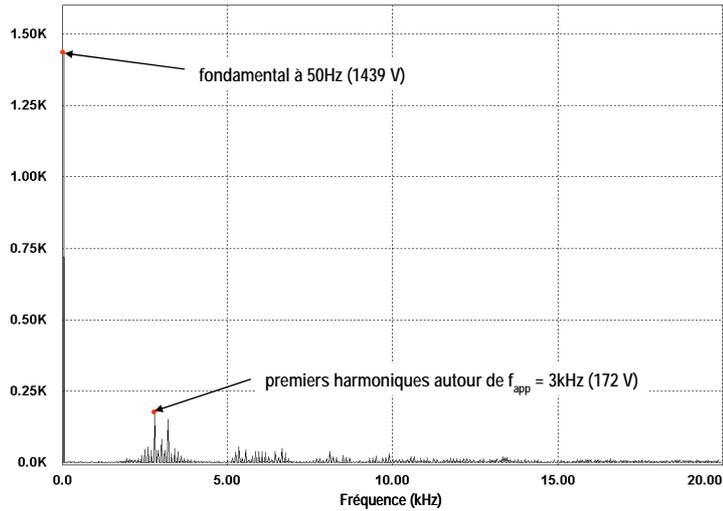


Figure I-26 Spectre de la tension de sortie d'un onduleur SMC 3x2

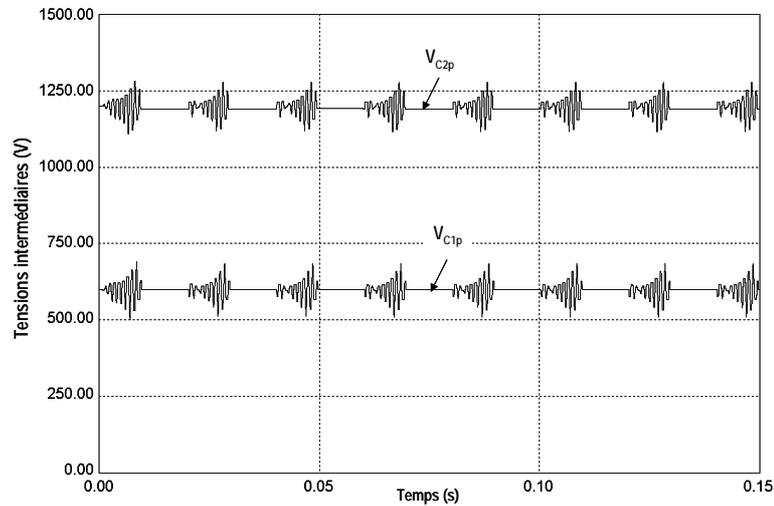


Figure I-27 Tensions aux bornes des condensateurs flottants de l'étage supérieur de l'onduleur SMC 3x2

c. Les avantages du SMC

Une étude comparative théorique du dimensionnement des trois topologies présentées précédemment a été réalisée par notre équipe de recherche au sein du laboratoire [DEL3]. Divers critères ont été analysés, et en particulier l'énergie totale stockée dans les éléments réactifs : filtres de sortie et condensateurs flottants (sauf pour NPC), ainsi que les pertes globales engendrées pour une application spécifique : ($E = 3600V$, $I_S = 1200A$, $f_{déc} = 1kHz$). Il est important de rappeler que le convertisseur NPC 3 niveaux possède les mêmes caractéristiques en sortie que le SMC 1x2. Ce dernier ne contient pas de condensateurs flottants, donc les deux convertisseurs sont similaires concernant le stockage d'énergie.

A partir de deux cellules, le convertisseur multicellulaire est légèrement plus intéressant que le NPC malgré la présence de condensateurs flottants. Le SMC, quant à lui, se distingue fortement, car l'énergie totale stockée par la structure (filtre de sortie et condensateurs flottants) correspond à la moitié de celle du convertisseur multicellulaire, peu importe le nombre de cellules de commutation. La différence notable entre les deux structures multicellulaires vis-à-vis du stockage d'énergie s'effectue au niveau des condensateurs flottants. Pour un nombre de cellules identique, les condensateurs du FC ont à leurs bornes une tension deux fois plus importante que ceux du SMC. L'énergie stockée par ses composants dépendant du carré de la tension, la quantité produite au sein du FC est de fait

conséquente, même si le SMC est composé de deux fois plus de condensateurs. Cette différence induit également une baisse de l'encombrement des condensateurs pour le SMC.

La topologie SMC permet d'augmenter le nombre de niveaux de tension en sortie par rapport au convertisseur multicellulaire série (Figure I-28A), tout en réduisant l'énergie stockée dans les condensateurs flottants [DEL3][MEY5]. Pour une application fixe, elle s'est avérée également plus performante que les autres au niveau du rendement. Finalement, pour un même nombre de cellules de commutation, le SMC offre également davantage de configurations possibles de sa structure, et par conséquent d'états redondants au niveau de la commande (Figure I-28B).

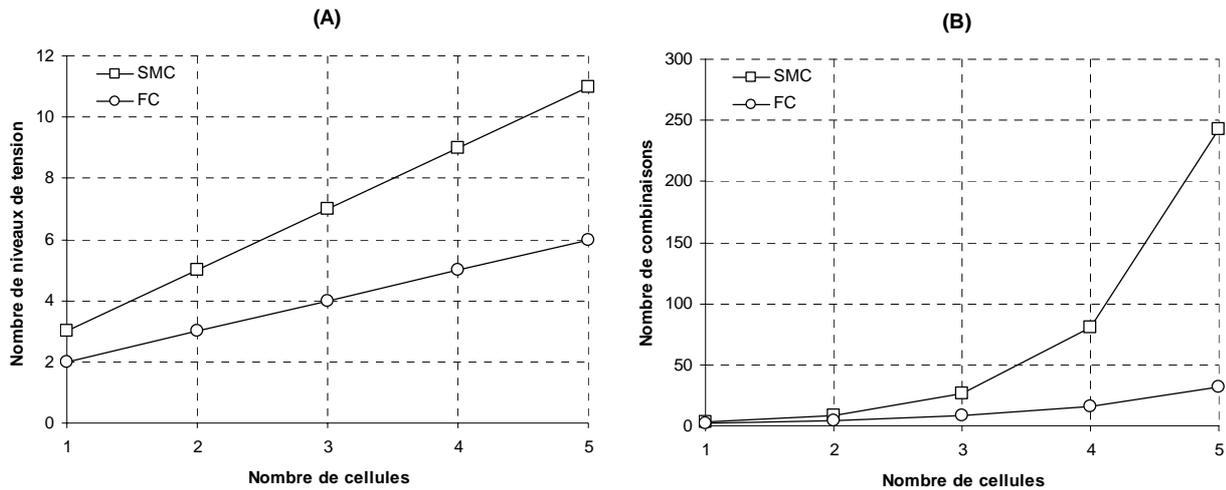


Figure I-28 Evolution du nombre de niveaux et de combinaisons en fonction du nombre de cellules pour les convertisseurs FC et SMC

I.D. CONCLUSION

Les avancées technologiques récentes ont permis le développement continu des semi-conducteurs de puissance moyenne tension, entièrement commandés, à base de silicium. Leur évolution en termes de calibres en courant et en tension reste cependant limitée à l'heure actuelle notamment à cause des limites physiques de ce matériau, malgré les nouvelles structures de composants considérées (SPT, Trench, etc.).

Les besoins actuels en terme de puissance ne cessent de croître et la limitation technologique des composants a légitimé le développement de topologies de conversion d'énergie reposant sur l'association en série de structures élémentaires. Elles sont de plus en plus répandues, car elles présentent l'avantage d'utiliser des semi-conducteurs commandés de calibre plus faible en tension avec des fréquences de commutation plus élevées.

La structure NPC 3 niveaux est très utilisée, car elle est simple à mettre en œuvre et accessible pour les applications envisagées avec les gammes de tension actuelles des semi-conducteurs. Le contrôle du point milieu reste cependant contraignant.

Les topologies multicellulaires, quant à elles, utilisent la mise en série d'interrupteurs, assurant ainsi la répartition de la contrainte en tension du convertisseur sur plusieurs cellules de commutation. L'entrelacement ou le décalage des commandes permet à ces convertisseurs de faire apparaître des niveaux de tension E/n et de multiplier la fréquence apparente en sortie. Ces améliorations induisent un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité d'un point de vue harmonique et permettent de réduire de façon significative les besoins en terme de filtrage (volume, énergie stockée, coût). Pour la topologie multicellulaire série toutefois, l'augmentation de la tension entraîne indirectement une augmentation de la taille des condensateurs, et au-delà de 6kV, le prix et le volume tendent à devenir prohibitifs.

La topologie SMC permet, quant à elle, de diviser davantage la tension d'entrée en plusieurs fractions permettant encore de réduire le calibre des interrupteurs de puissance. Par rapport aux topologies concurrentes dans cette gamme d'applications, le convertisseur SMC possède d'excellentes performances dynamiques et bénéficie de l'augmentation du niveau de tension en sortie. Il permet également de réduire très fortement l'énergie stockée par le convertisseur dans les condensateurs intermédiaires tout en ayant des pertes réduites dans les semi-conducteurs de puissance. Finalement, la société ABB a récemment breveté une nouvelle structure de conversion d'énergie, l'ANPC (Active NPC) [BRE6]. Les particularités de fonctionnement et performances du SMC lui assurent une bonne compétitivité face à cette nouvelle structure en vue d'applications moyenne tension/forte puissance [MEY5].

La nécessité de l'équilibrage des tensions intermédiaires, et par extension des tensions aux bornes des cellules de commutation, apparaît comme évidente pour les structures multicellulaire série et multicellulaire superposée ; ceci afin de garantir une répartition équilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance et d'assurer un fonctionnement sain de ces topologies. Cet aspect fait l'objet de la deuxième partie de ce mémoire et n'est pas traité pour le moment.

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux connaissent un essor dans le domaine des applications moyenne tension/forte puissance, car elles possèdent de meilleures performances que les topologies classiques et permettent l'utilisation de composants moyenne tension pour des niveaux de tension toujours plus élevés. Elles sont néanmoins composées d'un plus grand nombre de semi-conducteurs (voire de condensateurs flottants), apparaissant ainsi comme inappropriées aux applications basse tension/forte puissance. Le second chapitre de cette première partie est dédié à l'analyse des performances, coûts et pertes de ces structures pour une application spécifique appartenant à ce domaine.

CHAPITRE II

ETUDE COMPARATIVE DES PERTES ET COÛTS DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

II.A. INTRODUCTION ET APPLICATION ENVISAGEE

Les structures de conversion d'énergie de type 3 niveaux à base de composants IGBT sont utilisées de nos jours dans le cadre des applications de forte puissance et moyenne tension (1 à 10kV) au détriment de la topologie 2 niveaux classique. Leur part de marché est en constante évolution comme l'a montré le chapitre I de la première partie.

L'étude réalisée ici compare les pertes et performances des structures 2 et 3 niveaux dans le domaine des convertisseurs Basse Tension (réseau de distribution 400V) sur charge inductive principalement, ainsi que leurs coûts en intégrant le dimensionnement des filtres de sortie et des éléments internes.

Le scénario envisagé appartient à la catégorie des applications basse tension et forte puissance. Nous avons décidé de comparer les différentes topologies 2 et 3 niveaux à base d'IGBT pour un fonctionnement de type onduleur de tension. Le cahier des charges que nous nous sommes fixé est le suivant :

- ✓ Puissance de sortie triphasée 200 kVA ;
- ✓ Tensions de sortie triphasées 230/400 V +/- 1% avec neutre, fréquence 50Hz ;
- ✓ Bus continu 800 V +/- 15 % ; cette contrainte a été fixée de par la génération du bus continu et les variations potentielles du réseau d'entrée. Les semi-conducteurs de puissance doivent être capables de supporter une telle contrainte ;
- ✓ Courants de phase : deux cas de figure sont étudiés
 - Charge linéaire : courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance variant de 0,8 inductif à 0,9 capacitif ;
 - Charge non linéaire : facteur crête égal à 3 et facteur de puissance de 0,7.

Les topologies d'onduleurs de tension considérées seront les suivantes : onduleur 2 niveaux classique, 2 niveaux avec bras en parallèle, multicellulaire série à 2 cellules, convertisseur clampé par le neutre et multicellulaire superposé.

Ce chapitre s'articule en quatre grandes parties. La première étape consiste à développer et proposer des modèles théoriques de calcul de pertes dans les semi-conducteurs des différentes structures de conversion. Cette partie repose sur l'étude des fonctions de modulation, ainsi que des courants moyens et efficaces circulant dans les interrupteurs pendant les phases de conduction et de commutation. Un modèle de calcul des températures de jonction des diodes et transistors est également proposé. Les détails de calcul sont regroupés en Annexe B. Il s'agit ensuite de dimensionner la partie silicium et les filtres de sortie des différentes topologies, afin d'en déterminer le prix. La troisième partie analyse les pertes, rendements et coûts de revient. Des résultats expérimentaux valident au final les modèles théoriques proposés.

Remarque structurelle :

Deux variantes du convertisseur multicellulaire superposé font l'objet de cette étude. En effet, les branches supérieures et inférieures peuvent contenir au choix un ou deux composants IGBT (Figure II-1). Le fonctionnement global de la topologie reste inchangé : un seul interrupteur effectue le travail de deux ou vice versa. Il sera dans ce cas choisi avec un calibre double. Ce choix a toutefois des conséquences à la fois au niveau des pertes par conduction et par commutation.

Dans les deux cas, le même courant circule à travers les semi-conducteurs ; il n'y a de fait pas de modifications à apporter aux expressions analytiques des courants que nous avons déterminées en Annexe B. Toutefois, les modules IGBT utilisés ne seront pas similaires à cause du calibre en tension requis, ce qui entraîne des caractéristiques physiques différentes. Les tensions commutées, ainsi que le nombre de composants, jouent un rôle essentiel également. Ces paramètres sont pris en compte lors du dimensionnement et du calcul des pertes pour les deux variantes de l'onduleur.

Ces deux structures sont désignées tout au long de ce chapitre de la manière suivante : SMC 1 int. ext. (Figure II-1B) ou SMC 2 int. ext. (Figure II-1A).

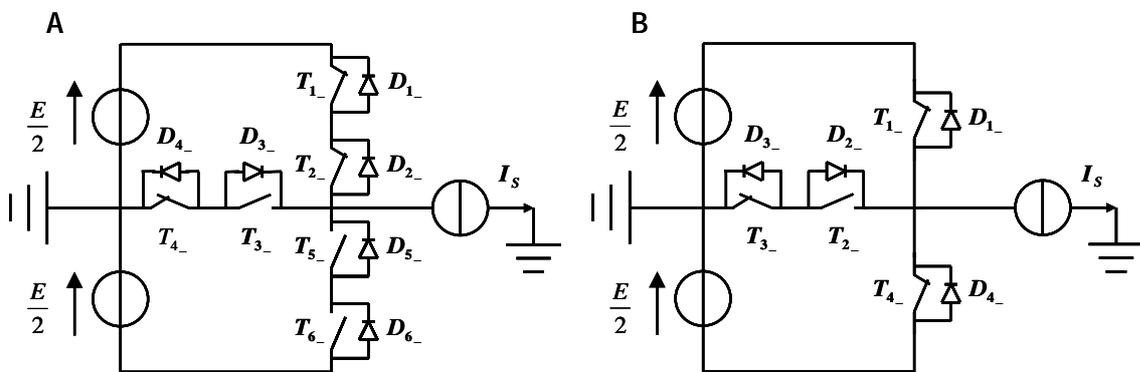


Figure II-1 Variantes du convertisseur multicellulaire superposé : A/ 2 interrupteurs externes – B/ 1 interrupteur externe

II.B. DIMENSIONNEMENT DES ONDULEURS DE TENSION POUR UNE APPLICATION 200kVA

Le dimensionnement des onduleurs de tension pour l'application 200kVA, définie en introduction, s'effectue en deux étapes : le choix des semi-conducteurs de puissance dans un premier temps et la sélection des éléments de filtrage et condensateurs flottants par la suite.

II.B.1. Dimensionnement thermique et choix des semi-conducteurs

La première étape du dimensionnement passe par le choix des interrupteurs de puissance. Ce dernier repose sur deux aspects qui déterminent le calibre à adopter : le courant qui les traverse et la tension que ces derniers doivent maintenir.

a. Calibres en tension et en courant

Le calibre en tension des composants dépend de trois critères :

- ✓ En fonction des différentes topologies, les interrupteurs de puissance ne sont pas soumis aux mêmes contraintes en tension : les semi-conducteurs des onduleurs 2 niveaux et parallèle maintiennent l'intégralité du bus continu, alors que ceux de l'onduleur NPC par exemple ne supportent que la moitié de cette valeur.

- ✓ Des distinctions apparaissent au sein d'une même structure selon l'arrangement des composants : les IGBTs des branches externes du SMC 1 int. ext. bloquent une tension (E) deux fois plus importante que ceux de la branche médiane (E/2).

- ✓ Certains interrupteurs ne commutent et bloquent pas la même tension : c'est le cas des interrupteurs des branches externes pour les deux variantes de l'onduleur SMC.

Une attention particulière est apportée au convertisseur multicellulaire série, car la tension aux bornes des composants de la structure évolue en fonction de l'ondulation des tensions intermédiaires. Une majoration de 10% est de fait considérée au regard de la configuration la plus dommageable pour les interrupteurs.

Le Tableau II-1 récapitule les contraintes en tension maximales pour l'ensemble des topologies en fonction de l'arrangement des semi-conducteurs pour $E = 800V$. NA signifie non applicable. Les extrema permettent de définir les calibres des composants à employer pour chaque catégorie. Ceci suppose que des modules distincts seront utilisés pour réaliser les branches externes et médianes du convertisseur SMC 1 int. ext. Au regard des surtensions apparaissant lors des commutations, les modules IGBT seront donc de calibre 600 V ou 1200 V.

Topologies	Interrupteurs externes	Interrupteurs internes	Diodes clampées
2 niveaux	E		NA
parallèle	E		NA
FC	$E/2 + \Delta V_c$		NA
NPC	E/2	E/2	E/2
SMC 1 int. ext.	E blocage et E/2 commutation	E/2	NA
SMC 2 int. ext.	E/2 blocage et E/4 commutation	E/2	NA

Tableau II-1 Tableau récapitulatif des contraintes en tension maximales

Une fois le calibre en tension précisé, il faut à présent examiner les prérequis au niveau du courant. Pour un onduleur triphasé 200 kVA, le courant de phase nominal vaut :

$$I = S / (3V_s) = 200000 / (3 \times 230) = 289,85 A \quad (\text{Eq. II-1})$$

Cette valeur est proche de 300 A, calibre en courant disponible dans le commerce compte tenu des tensions définies ci-dessus. Toutefois, pour pallier à toute surintensité et autoriser un fonctionnement en surcharge, le calibre en courant a été doublé. Les interrupteurs seront donc de calibre 600 A, sauf les semi-conducteurs de la topologie parallèle qui ne voient par définition que la moitié de cette valeur.

b. Choix des modules IGBT et des Diodes, condition de surcharge

De manière générale, les modules ne contenant que des puces diodes sont plus chers que les modules IGBT, pour des raisons de marché principalement. Il nous est de fait apparu logique d'utiliser des modules IGBT pour réaliser la fonction requise.

Les modules IGBT duaux choisis pour l'étude sont fabriqués par Mitsubishi : CM200DY-24NF (200 A / 1200 V) et CM300DY-12NF (300 A / 600 V), car ils fournissent un rapport qualité/prix intéressant. Au regard des contraintes en tension et courant déterminées, le Tableau II-2 récapitule les calibres préconisés pour les interrupteurs des différentes topologies, ainsi que les modules IGBT qui seront utilisés.

Topologies	Spécificités	Modules IGBT	Calibre courant	Calibre tension
2 niveaux		CM200DY-24NF	600 A	1200 V
parallèle		CM200DY-24NF	300 A	1200 V
FC		CM300DY-12NF	600 A	600 V
NPC		CM300DY-12NF	600 A	600 V
SMC 1 int. ext.	Int. externes	CM200DY-24NF	600 A	1200 V
	Int. internes	CM300DY-12NF	600 A	600 V
SMC 2 int. ext.	Int. externes	CM300DY-12NF	600 A	600 V
	Int. internes			

Tableau II-2 Tableau récapitulatif des calibres préconisés pour les semi-conducteurs des topologies étudiées

c. Mise en parallèle des semi-conducteurs et dimensionnement optimal de la partie silicium

Le dimensionnement optimal de la partie silicium provient à la fois de la prise en considération des calibres en courant nécessaires, mais également de la valeur des températures de jonction résultant d'un fonctionnement nominal des convertisseurs. Ces dernières ne doivent pas dépasser 150°C (limite thermique des composants) et découlent directement du calcul des pertes.

Leur détermination s'effectue à l'aide d'un fichier Excel, qui intègre les calculs définis en Annexe B, en considérant :

- ✓ une température ambiante égale à $T_{ambiant} = 40^{\circ}\text{C}$, ce qui correspond à un fonctionnement dans une enceinte fermée avec un refroidissement à air à l'aide de ventilateurs ;
- ✓ une fréquence de découpage $f_{déc}$ de 10 kHz ;
- ✓ une résistance dissipateur-air $R_{th_da} = 0,08\text{K/W}$;
- ✓ les courbes caractéristiques à 125°C de sortie de la diode $v_F = f(I_F)$, du transistor $v_{CE} = f(I_C)$ et de l'énergie consommée au blocage $E_{off}(I_C)$ et à l'amorçage $E_{on}(I_C)$ sont linéarisées et intégrées dans le fichier Excel, ainsi que les valeurs des diverses résistances thermiques. La Figure II-2 illustre la linéarisation de la caractéristique de sortie du transistor d'un module CM200DY-24NF autour du point de fonctionnement nominal, à savoir 300 A.

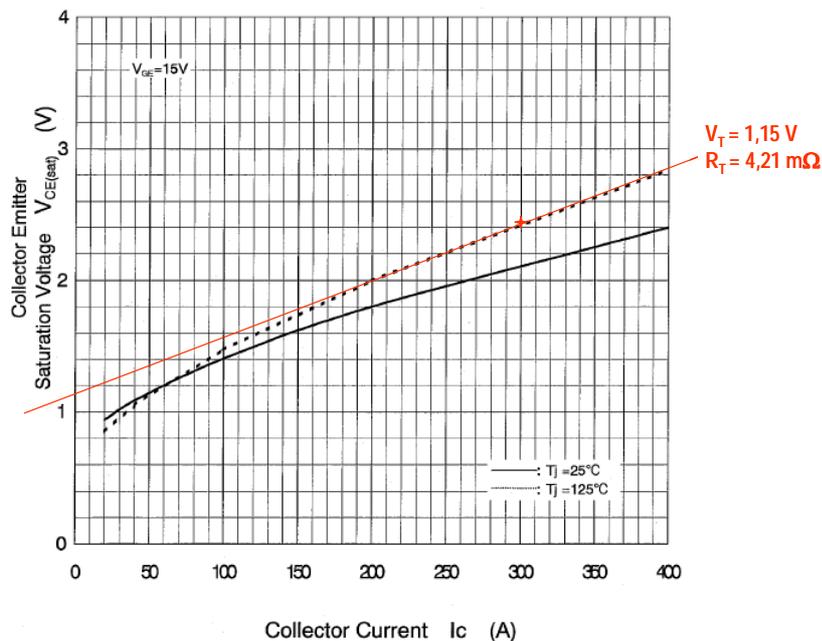


Figure II-2 Module IGBT Mitsubishi CM200DY-24NF: caractéristique de sortie transistor $v_{CE} = f(I_C)$

La Figure II-3 présente, quant à elle, la feuille de calcul relative aux pertes et à la partie thermique d'un onduleur 2 niveaux. Une feuille identique a été développée pour chaque topologie. Cette dernière se décompose en différentes parties :

- ✓ La section supérieure (1) permet le choix des caractéristiques électriques : puissance, tension de sortie, courant de charge et fréquence de découpage, ainsi que la définition du nombre de composants de puissance utilisés en parallèle ;
- ✓ Un menu déroulant (2) indique ensuite les paramètres de la charge en fonction de la profondeur de modulation. Ce dernier est rattaché à une feuille Excel illustrée par la Figure II-4 ;

- ✓ (3) rappelle les contraintes en tension au niveau des interrupteurs de puissance de la structure selon les critères fixés par la feuille de la Figure II-5 ;
- ✓ La partie (4) est dédiée aux caractéristiques des composants utilisés. Un menu déroulant permet de modifier les modules choisis, de sorte à apprécier le comportement de la topologie avec différents semi-conducteurs. Les paramètres sont extraits et stockés dans un tableau (Figure II-6) ;
- ✓ La section (5) regroupe le calcul de l'ensemble des pertes en conduction et en commutation de chaque élément (diode ou transistor) de la structure, ainsi que les pertes totales et le rendement global de l'onduleur ;
- ✓ La dernière tranche (6) traite les aspects thermiques de la structure et est fortement liée au choix du nombre de composants en parallèle.

Le Tableau II-3 indique le coefficient de mise en parallèle des interrupteurs, ainsi que les températures de jonction maximales pour un facteur de puissance de 1 et de 0,8 inductif. Il apparaît déjà un déséquilibre au niveau du potentiel thermique de chaque topologie.

Remarque : Dans le cas de l'onduleur 2 niveaux, nous avons été obligés d'utiliser 4 IGBTs en parallèle pour des raisons thermiques. En effet, même si la limite en courant n'est pas atteinte, les pertes générées par chaque module sont trop importantes et le dissipateur thermique n'est pas capable de refroidir les semi-conducteurs. Ce critère est mis en évidence dans la partie relative au dimensionnement des onduleurs.

Topologies	Spécificités	Nombre de modules en parallèle	Capacité en courant	Température de jonction maximale $\cos(\theta)=1$	Température de jonction maximale $\cos(\theta)=0,8$
2 niveaux		4	800 A	124 °C	124 °C
parallèle		2	400 A	124 °C	124 °C
FC		2	600 A	129 °C	129 °C
NPC		2	600 A	111 °C	100 °C
SMC 1 int. ext.	Int. externes	3	600 A	88 °C	88 °C
	Int. internes	2	600 A		
SMC 2 int. ext.	Int. externes	2	600 A	88 °C	88 °C
	Int. internes				

Tableau II-3 Températures de jonction maximales et coefficient de mise en parallèle

II.B Dimensionnement des Onduleurs de Tension pour une application 200kVA

Voltage, and current requirements for 2-level converters. Losses and temperature calculation.

1 POWER 400V-200kVA

Unom 400 V Rated RMS line-line voltage Switching frequency 10000 Hz
 Pnom 200,00 kVA Rated Apparent Power Default Switching frequency 10000 Hz

Default Iout 289 A Rated RMS current Output current %: 100 **Item requirements**
 Iout 289 A 317 A 2 Nr of switches per phase

3 Paralleling coefficient

Required modulation depth **0,8165** to obtain a **400 V** line-to-line rms output voltage

2 LOAD RL Load PF=1

k	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	81,65%
cos(phi)	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Iout_rms	35,4 A	70,7 A	106,1 A	141,4 A	176,8 A	212,1 A	247,5 A	282,8 A	288,7 A
θ (rad)	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

3 VOLTAGE REQUIREMENTS Nominal DC voltage : 800,0 V

920 V Switch Switching Voltage (repetitive)

4 Your IGBTchoice: CM200DY-24NF Case : Dual Pack

Conduction

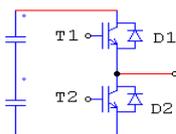
VT	1,15	Transistor's Threshold Voltage (V)
RT	4,21E-03	Transistor's Series Resistance (Ohm)
VD	1,09	Diode's Threshold Voltage (V)
RD	4,75E-03	Diode's Series Resistance (Ohm)

Commutation

Vdef	600,00	Definition Voltage for the switching characteristics (V)
Aon	2,3E-3	
Bon	97,1E-6	Turn on Energy=Aon+Bon.I+Con.I²2 (J @Edef&125°C typ)
Con	000,0E+0	
Aoff	5,3E-3	
Boff	89,8E-6	Turn off Energy=Aoff+Boff.I+Coft.I²2 (J @Edef&125°C typ)
Coft	000,0E+0	
Arec	6,4E-3	
Brec	27,7E-6	Recovery Energy=Arec+Brec.I+Crec.I²2 (J @Edef&125°C typ)
Crec	000,0E+0	

Thermique

RthjT (°C)	110,0E-3	Thermal resistance junction-case (Transistor)
RthjD (°C)	190,0E-3	Thermal resistance junction-case (diode)
Rthch (°C)	40,0E-3	Thermal resistance case-heatsink
NswPerModule	2	Number of switche per module



5 LOSSES

	3 A	6 A	10 A	14 A	18 A	23 A	29 A	35 A	36 A
IavgT	3 A	6 A	10 A	14 A	18 A	23 A	29 A	35 A	36 A
IrmsT	6 A	13 A	20 A	27 A	35 A	43 A	52 A	61 A	63 A
ConductionT	3 W	8 W	13 W	19 W	26 W	35 W	45 W	55 W	57 W
DswT	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%
IswavgT	5 A	11 A	16 A	21 A	27 A	32 A	37 A	42 A	43 A
IswrmsT	8 A	17 A	25 A	33 A	42 A	50 A	58 A	67 A	68 A
SwitchingT	73 W	89 W	104 W	119 W	134 W	150 W	165 W	180 W	182 W
TotalT	77 W	96 W	117 W	138 W	161 W	184 W	209 W	235 W	240 W
IavgD	2 A	4 A	6 A	7 A	8 A	8 A	8 A	8 A	8 A
IrmsD	6 A	11 A	15 A	19 A	22 A	25 A	26 A	27 A	27 A
ConductionD	3 W	5 W	8 W	10 W	11 W	12 W	12 W	12 W	12 W
DswD	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%	50%
IswavgD	5 A	11 A	16 A	21 A	27 A	32 A	37 A	42 A	43 A
IswrmsD	8 A	17 A	25 A	33 A	42 A	50 A	58 A	67 A	68 A
SwitchingD	51 W	53 W	55 W	58 W	60 W	62 W	64 W	67 W	67 W
TotalD	54 W	59 W	63 W	67 W	71 W	74 W	77 W	79 W	79 W

T.LOSSES (3Ph) 2352 W 2791 W 3240 W 3701 W 4173 W 4656 W 5149 W 5653 W 5737 W

ACTIVE POWER 3,00 kW 12,00 kW 27,00 kW 48,00 kW 75,00 kW 108,00 kW 147,00 kW 192,00 kW 200,00 kW

EFFICIENCY 56,05% 81,13% 89,28% 92,84% 94,73% 95,87% 96,62% 97,14% 97,21%

6 THERMAL DESIGN (In case of 2 or more switches in the same module, it is assumed that all the switches generate the same losses)

Ambiant	40 °C								
Rthha	0,080 K/W								
Tcase	71 °C	77 °C	83 °C	89 °C	96 °C	102 °C	109 °C	115 °C	116 °C
TT	80 °C	88 °C	96 °C	105 °C	113 °C	122 °C	132 °C	141 °C	143 °C
TD	82 °C	88 °C	95 °C	102 °C	109 °C	116 °C	123 °C	130 °C	131 °C
							Tmax		143 °C

Figure II-3 Feuille Excel de calcul des pertes d'un onduleur 2 niveaux

Typical load profiles

Type of load	N°	k	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
RL Load PF=0,8	1	cos(phi)	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
	2	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	3	θ (deg)	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87	36,87
RL Load PF=0,9	4	cos(phi)	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9
	5	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	6	θ (deg)	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84	25,84
RL Load PF=1	7	cos(phi)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	8	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	9	θ (deg)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
rectifier PF=0,9	10	cos(phi)	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90	-0,90
	11	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	12	θ (deg)	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16	-154,16
rectifier PF=0,97	13	cos(phi)	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97	-0,97
	14	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	15	θ (deg)	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93	-165,93
rectifier PF=0,98	16	cos(phi)	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98	-0,98
	17	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	18	θ (deg)	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52	-168,52
rectifier PF=0,99	19	cos(phi)	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99	-0,99
	20	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	21	θ (deg)	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89	-171,89
rectifier PF=1	22	cos(phi)	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999	-0,9999999
	23	I/Imax	10%	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
	24	θ (deg)	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765	-179,9743765

NB: I/Imax MUST be >0 (for braking use θ<0 or θ>π)

Tambient = 35°C	1	35 °C
Tambient = 40°C	2	40 °C

Figure II-4 Feuille Excel de définition de la charge

Different topologies and corresponding voltage requirements (in p.u.)

Inverters	Converter	N°	High line/nominal line ratio	Peak-Peak Cell Voltage Ripple	Voltage Unbalance	OUTER SWITCHES		INNER SWITCHES		EXTRA DIODES		Nr of switches/clamping diodes per phase			
						switching	blocking	switching	blocking	switching	blocking	OUTER	INNER	DIODES	
2-level	1	15%	0%	0%				115,0%						2	
Parallel	2	15%	0%	0%				115,0%						4	
NPC	3	15%	0%	0%		57,5%		57,5%		57,5%		2		2	2
FC	4	15%	10%	0%				60,4%						4	
3-level: 1x2SMC (1o.sw./cell)	5	15%	0%	0%		57,5%		57,5%		57,5%		2		2	
3-level: 1x2SMC (2o.sw./cell)	6	15%	0%	0%		28,8%		57,5%		57,5%		4		2	

Figure II-5 Feuille Excel de définition des contraintes en tension

IGBT and diode models										
modèle	N°	Vcemax	VT	RT	Vdef	Aon	Bon	Con	Aoff	Boff
CM300DY-12NF	1	600 V	0,86 V	2,75E-03	300,0 V	1,00E-03 J/pulse	1,17E-05 J/A	0,00E+00 J/A^2	8,00E-03 J/pulse	1,80E-05 J/A
BSM50GD120DLC	2		1,36 V	2,11E-02	750 V	0,00E+00 J/sw	1,28E-04 J/A	0,00E+00 J/A^2	0,00E+00 J/sw	1,24E-04 J/A
BSM300GB120DLC	3	1200 V	1,30 V	3,67E-03	600 V	0,00E+00 J/sw	1,17E-04 J/A	0,00E+00 J/A^2	0,00E+00 J/sw	1,20E-04 J/A
BSM300GB60DLC	4	600 V	1,07 V	3,75E-03	300 V	0,00E+00 J/sw	2,17E-05 J/A	0,00E+00 J/A^2	0,00E+00 J/sw	3,67E-05 J/A
BSM150GB120DLC	5	1200 V	1,36 V	7,00E-03	600 V	0,00E+00 J/sw	1,13E-04 J/A	0,00E+00 J/A^2	0,00E+00 J/sw	1,20E-04 J/A
FF300R12KE3	6	1200 V	0,90 V	3,67E-03	600 V	0,00E+00 J/sw	8,33E-05 J/A	0,00E+00 J/A^2	0,00E+00 J/sw	1,47E-04 J/A
CM300DY-24NF	7	1200 V	1,15 V	2,86E-03	600 V	2,39E-03 J/sw	9,75E-05 J/A	0,00E+00 J/A^2	8,57E-03 J/sw	9,00E-05 J/A
CM200DY-24NF	8	1200 V	1,15 V	4,21E-03	600 V	2,32E-03 J/sw	9,71E-05 J/A	0,00E+00 J/A^2	5,28E-03 J/sw	8,98E-05 J/A
	9									...
	10									
	11									

Figure II-6 Feuille Excel d'extraction des paramètres des composants IGBT

II.B.2. Dimensionnement des éléments de filtrage et des condensateurs flottants

La seconde étape concerne le dimensionnement des filtres de sortie et des condensateurs flottants de la structure multicellulaire série.

a. Optimisation des inductances de filtrage

De manière préalable, il est important de signaler que l'optimisation des éléments de filtrage a été effectuée selon un critère financier et non par rapport à leurs performances. Il est bien évident que ces dernières, notamment la fréquence de coupure du filtre de sortie, interviennent fortement au final. L'inductance relative à chaque topologie a toutefois été déterminée de sorte à réduire les coûts de revient.

Ce paragraphe présente la procédure de dimensionnement, ainsi que la feuille Excel utilisée dans ce but, mais ne détaille pas intégralement les hypothèses et calculs effectués. La théorie associée est explicitée dans [RAL][DOW][DIX].

a.1. Conditions du dimensionnement

Les caractéristiques du dimensionnement sont indiquées ci-dessous :

- ✓ Entrefer équivalent maximal : $e = 4\text{mm}$ réparti en 4 emplacements, afin de limiter les fuites ;
- ✓ Températures : $T_{\text{bobinage}} < 140^\circ\text{C}$ et $T_{\text{fer}} < 140^\circ\text{C}$ avec $T_{\text{ambient}} = 40^\circ\text{C}$;
- ✓ $P_{f_total} < 500\text{W}$ en essayant de répartir équitablement pertes fer et cuivre ;
- ✓ Le bobinage est réalisé en bandes avec des conducteurs méplats permettant de limiter les effets de peau et de proximité ;
- ✓ N nombre pair de spires (de par la géométrie du noyau ; il y a deux bobinages) ;
- ✓ Facteur crête : $F_C = 3$ et perte de 50% de l'inductance au courant crête : $\hat{I} = I.F_C + \Delta I_{\text{crête}}$;
- ✓ Induction de saturation du matériau utilisé pour le noyau @ 50Hz : $B_{\text{sat}} = 1,2\text{T}$;
- ✓ Dissipation avec ventilateur à air : vitesse 4m/s ;
- ✓ Prix matériaux et main d'œuvre :
 - bobinage 4 euros/kg ;
 - Tôle 14 euros/kg ;
 - Main d'œuvre 30 euros ;
 - Frais mécanique 15% du prix ;
 - Marge 20% du prix final.

a.2. Matériau utilisé pour le noyau

Le matériau sélectionné pour le dimensionnement des inductances de filtrage provient d'une entreprise japonaise JFE Steel Corporation [JFE]. Les matériaux JFE Supercore permettent d'avoir de faibles pertes fer pour un prix raisonnable au regard d'autres matériaux comme la poudre de fer (peu chère, mais beaucoup de pertes) ou des matériaux amorphes à base de cobalt (très chers et quasiment pas de pertes fer). Ils assurent également une compacité et une réduction du bruit.

Ils se divisent en deux familles selon la répartition du silicium dans la tôle :

✓ JNEX qui possède une teneur uniforme en silicium de 6,5% ; disponible en tôles de 0,05 ou 0,1 mm d'épaisseur.

✓ JNHF avec une proportion faible de silicium au centre du matériau et égale à 6,5% aux extrémités. Cette répartition assure une réduction encore plus marquée des pertes pour des fonctionnements à une fréquence supérieure à 5kHz. Il est disponible en tôles de 0,1 et 0,2 mm.

Au regard de nos conditions de fonctionnement, le noyau des inductances sera composé de JNHF de 0,1 mm d'épaisseur. La courbe caractéristique du matériau est représentée sur la Figure II-7.

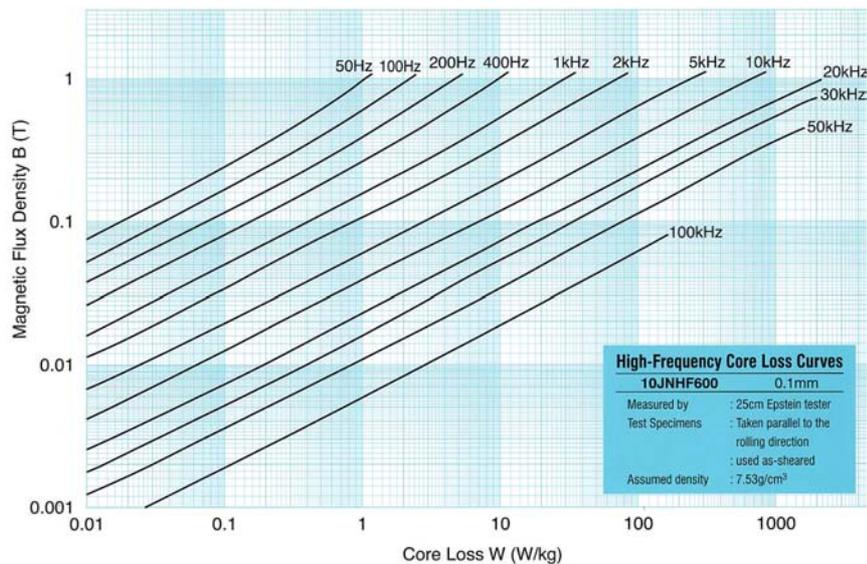


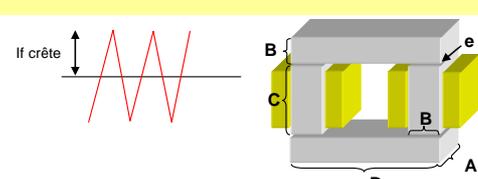
Figure II-7 Courbes caractéristiques du matériau magnétique JFE utilisé

a.3. Procédure de dimensionnement

Le dimensionnement des inductances est réalisé à l'aide d'une feuille Excel présentée en Figure II-8. Le noyau est composé de 4 éléments en I. La procédure associée est la suivante :

- ✓ Définir les caractéristiques électriques de l'inductance (1) ;
- ✓ Valider le nombre de spires proposé dans le paragraphe (2) « saturation » ;
- ✓ Définir la section du bobinage à environ $4A/mm^2$;
- ✓ Définir les dimensions estimatives du premier noyau (3) ;
- ✓ Valider l'épaisseur de l'entrefer ;
- ✓ Valider les pertes fer de la section (4) par rapport à l'objectif de rendement et à la dissipation dans (6) ;
- ✓ Déterminer un bobinage. Il est possible d'utiliser deux méplats en parallèle pour la hauteur. La validation du bobinage s'effectue en fonction du nombre de spires maximum fixé par la largeur de la fenêtre du noyau (5) et de la dissipation thermique (6) ;
- ✓ Réajuster le nombre de spires et la section du noyau afin d'optimiser les coûts. Un bon compromis est atteint lorsque les valeurs minimum et maximum du nombre de spires sont proches.

La feuille principale est liée à des feuilles annexes : déterminant les caractéristiques du bobinage (Figure II-9) et du noyau (Figure II-10).

0. Synthèse		OK	Topologie :													
			10 Spires	6 Spires min												
			3,3 mm d'entre fer	12 Spires max												
			136,3 °C bobinage	137,1 °C Fer												
			434,6 W de pertes totales	167 W bobinage												
			235,2 €	268 W Fer												
1. Caractéristiques de la self																
L		50 µH														
I _{rms}		289 A														
f		10 kHz														
P _{fer}		250 W														
P _{cu}		250 W														
Tension DC		800 V														
I _{f_crête_max}		200,0 A														
I _{f_crête_min}		66,7 A														
T _a		40 °C														
																
2. Saturation		OK	10 Spires													
Induction de saturation 50Hz du matériau		1,2 T														
Facteur de crête de la charge	F _c	3														
% d'inductance au courant crête		50%		$I_{crête} = I_{rms} \times F_c + I_{f_crête}$												
Nombre de spires min	N _{min}	5,5 spires		$N_{min} = \frac{50\% \times L \times I_{crête}}{B_{sat} \times S}$												
Proposition Nb spires	N proposition	6 spires														
Choix du nombre de spires	N	10 spires														
3. Noyau (premier choix aléatoire)																
Profondeur	A	71 mm		A=(libre)												
Largeur noyau	B	50 mm		B=(20, 25, 30, 35, 40, 45, 50mm)												
Hauteur noyau	C	70 mm		C, D=(60, 62, 65, 70, 75, 80, 85, 90, 100, 120, 150, 200mm)												
Largeur culasse	D	120 mm														
	X	7,53 kg/dm ³														
	S	3550 mm ²														
	poids	10,16 kg		$poids = X \times (A \times B \times C \times 2 + A \times B \times D \times 2)$												
4. Définition de l'entre fer et des pertes fer			3,3 mm d'entre fer													
Tôle 10JNHF600 0.1 mm	Nb e	4														
	e théorique	2,2 mm		$e = \frac{\mu_0 \times S \times N^2}{L \times Nb - e}$												
	Coef correction k	1,5		$k = 1 + \frac{e \times 2,718 \times \pi \times \log\left(\frac{C}{e}\right)}{\sqrt{S}}$												
	e corrigé	3,3 mm														
	Delta B	378 mT		$\Delta B = \frac{L \times I_{f_crête} \times 2}{N \times S}$												
	P _{fer}	26,4 W/kg		$P_{fer} = 0,024 \times f \times \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{1,59} + 9,04210^{-6} \times f^2 \times \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^3$												
	Perte fer	268,1 W														
5. Bobinage																
Hauteur bande		16 mm														
Epaisseur bande		4 mm														
Section bobinage	Scu	64 mm ²	4,5 A/mm ²													
Pertes bobinage	Pcu 115°C	166,5 W	2 Couches													
dont		87,9 W	de pertes additionnelles @ 115°C													
Longueur bobinage		2582 mm														
Surface bobinage		0,03458 m ²														
Nombre de spires max	N _{max}	12 spires max														
6. Dissipation thermique			136,3 °C bobinage	137,1 °C Fer												
Surface du noyau	S _{fer} =	0,0552 m ²														
Surface du bobinage	S _{bob} =	0,0346 m ²														
Alpha	Alpha =	0,02 m ² C/W														
Température noyau		137,1 °C	°C max = 140 °C													
Température bobinage		136,3 °C	°C max = 140 °C													
Perte fer max objectif		276 W														
Perte bobinage max objectif		173 W														
				<table border="1"> <tr><th>Alpha</th><th>m/s</th></tr> <tr><td>0,08</td><td>1</td></tr> <tr><td>0,04</td><td>2</td></tr> <tr><td>0,03</td><td>3</td></tr> <tr><td>0,02</td><td>4</td></tr> <tr><td>0,014</td><td>5</td></tr> </table>	Alpha	m/s	0,08	1	0,04	2	0,03	3	0,02	4	0,014	5
Alpha	m/s															
0,08	1															
0,04	2															
0,03	3															
0,02	4															
0,014	5															
7. Pertes totales			435 W													
	P =	435 W														
8. Coûts			235,2 €													
Bobinage (4€/kg)		0,034 €/m et par mm ²	5,6 €													
Tôle		14,0 €/kg	142,2 €													
MO		30 €/kg	30,00 €													
Isolant		0 €	0,0 €													
Mécanique		15%	26,7 €													
Marge		20%	30,68 €													
Total			235,2 €													

FIN

Figure II-8 Feuille Excel de calcul des dimensions, pertes et prix d'une inductance pour un onduleur 2 niveaux

BOBINAGE EN MEPLAT

Hauteur	16 mm
Epaisseur	4 mm
Isolant	0,5 mm
Noyau	50 B
	71 A
	70 C
	120 D
Nb spire 1/2 bobine	5 spires
I rms	82,2 A
f	10000 Hz
Prof peau	0,656 mm
I 50 Hz	289 A
Nb spire par couche	3 spires
Nb de couches pleines	1 couches
Nb Spire dernière couche	2 spires
Nb couches totales	2 couches
Nb couches max	4 couches
Nb Spires max	12 spires
Résistivité	0,017
Coef 115 °C	1,3733

cu =	0.017 @20°C
al =	0.0278 @20°C
cu =	1.3733 de 20 à 115°C
al =	1.3878 de 20 à 115°C

Section utile	24,53 mm ²
Surface bobinage	0,0346 m ²

Pertes @ 115°C	167 W
Longueur bobinage	2582 mm

DOWEL	
Coefficient Q	2,969 mm
Ratio	4,525
Rdc	0,000686 Ohm
Rhf	13,8
Pertes 50 Hz @ 20°C	57 W
Pertes 50 Hz @ 115°C	79 W
Pertes HF @ 20°C	64 W
Pertes HF @ 115°C	88 W
Pertes totales @ 20°C	121 W
Pertes totales @ 115°C	167 W

Couche	Spire	longueur par spire	longueur cumul
1	1	251 mm	251 mm
1	2	251 mm	502 mm
1	3	251 mm	753 mm
2	4	269 mm	1022 mm
2	5	269 mm	1291 mm
2	6	269 mm	1560 mm
3	7	287 mm	1847 mm
3	8	287 mm	2134 mm
3	9	287 mm	2421 mm
4	10	305 mm	2726 mm
4	11	305 mm	3031 mm
4	12	305 mm	3336 mm
5	13	323 mm	3659 mm
5	14	323 mm	3982 mm
5	15	323 mm	4305 mm
6	16	341 mm	4646 mm
6	17	341 mm	4987 mm
6	18	341 mm	5328 mm
7	19	359 mm	5687 mm
7	20	359 mm	6046 mm
7	21	359 mm	6405 mm
8	22	377 mm	6782 mm
8	23	377 mm	7159 mm
8	24	377 mm	7536 mm
9	25	395 mm	7931 mm
9	26	395 mm	8326 mm
9	27	395 mm	8721 mm
10	28	413 mm	9134 mm
10	29	413 mm	9547 mm
10	30	413 mm	9960 mm
11	31	431 mm	10391 mm
11	32	431 mm	10822 mm
11	33	431 mm	11253 mm
12	34	449 mm	11702 mm
12	35	449 mm	12151 mm
12	36	449 mm	12600 mm
13	37	467 mm	13067 mm
13	38	467 mm	13534 mm
13	39	467 mm	14001 mm
14	40	485 mm	14486 mm
14	41	485 mm	14971 mm
14	42	485 mm	15456 mm
15	43	503 mm	15959 mm
15	44	503 mm	16462 mm
15	45	503 mm	16965 mm
16	46	521 mm	17486 mm
16	47	521 mm	18007 mm
16	48	521 mm	18528 mm
17	49	539 mm	19067 mm
17	50	539 mm	19606 mm
17	51	539 mm	20145 mm
18	52	557 mm	20702 mm
18	53	557 mm	21259 mm
18	54	557 mm	21816 mm
19	55	575 mm	22391 mm
19	56	575 mm	22966 mm
19	57	575 mm	23541 mm
20	58	593 mm	24134 mm
20	59	593 mm	24727 mm
20	60	593 mm	25320 mm

Figure II-9 Feuille Excel de calcul des pertes dans le bobinage

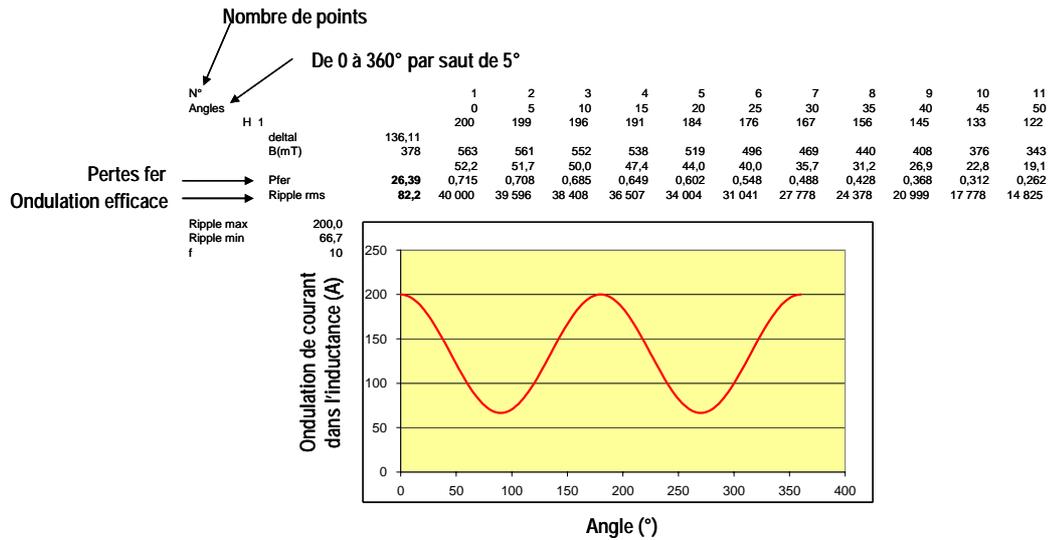


Figure II-10 Feuille Excel de calcul des pertes fer

a.4. Ondulations de courant dans les inductances de filtrage

Il est important d'effectuer une légère parenthèse relative à l'ondulation de courant dans les inductances de sortie des onduleurs 2 et 3 niveaux. Un avantage indéniable de cette dernière catégorie de convertisseurs est illustré par la Figure II-11 qui représente l'enveloppe supérieure de l'ondulation de courant pour un point de fonctionnement donné. On remarque aisément que l'ondulation maximale pour un convertisseur 3 niveaux est deux fois plus petite que pour son homologue 2 niveaux ; la valeur moyenne de ce dernier est 1,8 fois plus faible également. Les pertes fer en haute fréquence sont liées à ce critère, ce qui favorise les structures multiniveaux. L'évolution de l'ondulation de courant est calculée grâce à la feuille Excel associée (Figure II-10) et sert au calcul des pertes fer et cuivre pour les inductances.

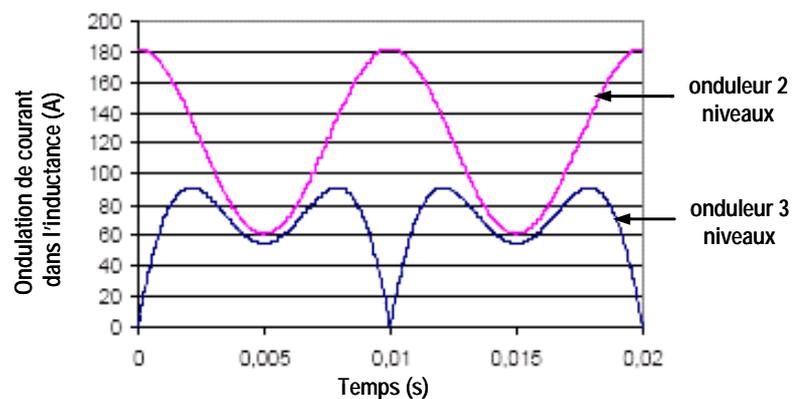


Figure II-11 Enveloppe supérieure de l'ondulation de courant pour les onduleurs 2 et 3 niveaux

a.5. Recherche d'un optimum et éléments de filtrage résultants

La Figure II-12 montre la configuration des éléments de filtrage en sortie de chaque onduleur. Pour la structure parallèle, L_f est composée de deux inductances connectées en parallèle, une inductance pour chaque demi-bras de phase.

Nous avons choisi d'utiliser un seul type de condensateurs pour la réalisation du filtre de sortie. Ce sont des éléments triphasés de $600\mu F$ connectés en étoile.

Le Tableau II-4 regroupe l'ensemble des valeurs des inductances de filtrage résultant de l'optimisation financière. La feuille de calcul Excel permet également de connaître les pertes fer et les pertes cuivre engendrées par chaque inductance avec un fonctionnement nominal sur charge non linéaire. Le prix de chaque inductance est indiqué en pourcentage avec comme valeur de référence l'inductance de l'onduleur 2 niveaux. Nous aurions pu imaginer une plus grande différence de prix entre les inductances de la structure multicellulaire série et celles des autres structures multiniveaux, car l'onduleur FC bénéficie d'une fréquence double en sortie. L'analyse des résultats nous démontre qu'il n'en est rien.

La fréquence de coupure du filtre de sortie est finalement déduite et résumée par le Tableau II-5.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{Eq. II-2})$$

Ces valeurs répondent toutes à la condition : $f_{\text{mod}} < f_c < \frac{f_{\text{déc.}}}{10}$.

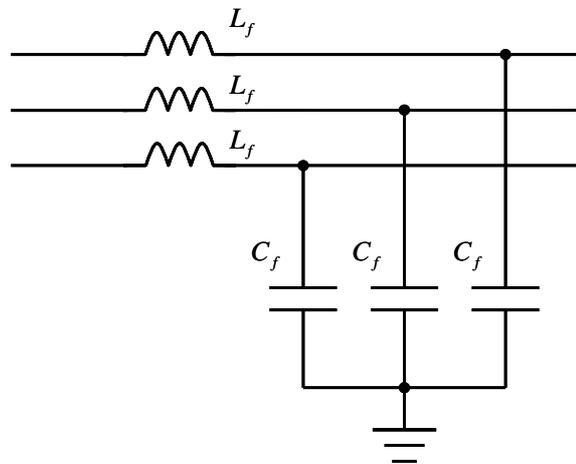


Figure II-12 Configuration des éléments de filtrage en sortie de chaque onduleur

Topologies	Valeur inductance L_f	Pertes fer	Pertes cuivre	Prix
2 niveaux	85 μH	164 W	157 W	100 %
parallèle	2x150 μH en //	93 W / inductance	107 W / inductance	60 % / inductance
FC	20 μH	85 W	93 W	53,5 %
NPC	40 μH	77 W	116 W	59,5 %
SMC 1 int. ext.	40 μH	77 W	116 W	59,5 %
SMC 2 int. ext.	40 μH	77 W	116 W	59,5 %

Tableau II-4 Tableau récapitulatif des valeurs, pertes et coûts des inductances de filtrage

Topologies	Valeur inductance L_f	Fréquence apparente (Hz)	Fréquence de coupure du filtre de sortie
2 niveaux	85 μH	10 kHz	223 Hz
parallèle	75 μH	20 kHz	237 Hz
FC	20 μH	20 kHz	459 Hz
NPC	40 μH	10 kHz	325 Hz
SMC 1 int. ext.	40 μH	10 kHz	325 Hz
SMC 2 int. ext.	40 μH	10 kHz	325 Hz

Tableau II-5 Tableau récapitulatif de la fréquence de coupure des filtres de sortie

b. Dimensionnement des condensateurs flottants de la structure multicellulaire série

La structure multicellulaire série étudiée (Figure B-7 Annexe B) possède un condensateur flottant chargé à la moitié du bus continu, à savoir 400 V. Le dimensionnement de ce dernier dépend de la valeur efficace du courant qui le traverse et de l'ondulation de la tension à ses bornes. Les éléments dont nous disposons sont des condensateurs en polypropylène dont les caractéristiques électriques nominales sont les suivantes : $I_{C\text{ eff}} = 36\text{ A}$, $V_C = 530\text{ V}$ et $C = 30\mu\text{F}$. Il est évident que plusieurs d'entre eux devront être utilisés en parallèle ; seul leur nombre reste indéterminé.

L'ondulation $\Delta V_{C\text{ max}}$ est fonction de l'intégrale du courant, de la valeur de la capacité utilisée et du facteur de puissance de la charge. La tension aux bornes du condensateur évolue lorsqu'il y a circulation de courant, c'est-à-dire lorsque les deux cellules sont dans un état opposé (T_1 est ON et T_2 est OFF ou inversement). Elle conserve son niveau dans les autres configurations car I ne la traverse pas. L'ondulation de tension résultante est de fait maximale lorsque le convertisseur passe directement de l'un de ces deux états à l'autre impliquant une charge et une décharge identique et consécutive. Cet instant particulier correspond à un rapport cyclique $\alpha = 1/2$. Le facteur de puissance induit ensuite l'amplitude du courant qui intervient à ce moment précis ; si cela coïncide avec la valeur crête du courant, l'ondulation atteint un extremum. La commande du convertisseur multicellulaire série implique un rapport cyclique $\alpha = 1/2$ en $\theta = 0$ et $\theta = \pi$ (Figure B-4 Annexe B). La contrainte la plus néfaste $I_{C\text{ eff max}}$ apparaît de fait pour un déphasage de 90° et l'équation (Eq. II-3) fournit l'ondulation résultante :

$$\Delta V_{C\text{ max}} = \frac{\sqrt{2} \times I}{p \times f_{\text{déc}} \times C} \quad (\text{Eq. II-3})$$

Cette dernière est parfaitement connue au niveau de la littérature [CAR].

Ce cas de figure n'est cependant pas considéré au niveau de notre étude, car le facteur de puissance varie entre 0,8 inductif et 0,9 capacitif. Par conséquent, $I_{C\text{ eff max}}$ est obtenu pour $\cos(\theta) = 0,8$, soit un déphasage égal à $36,87^\circ$. Une simulation PSIM a été réalisée pour déterminer la valeur de la capacité sous ces conditions de fonctionnement sachant que nous nous étions autorisés une ondulation de 10%, soit 80 V (paragraphe II.B.1.a).

La Figure II-13 illustre les diverses étapes du dimensionnement. Pour $\theta = 36,87^\circ$, le courant de charge efficace circulant à travers le condensateur flottant vaut 189,6 A. Il faut de fait utiliser 6 condensateurs en parallèle afin d'assurer un calibre en courant suffisant : $36\text{ A} \times 6 = 216\text{ A}$. Ceci implique une capacité équivalente de $180\mu\text{F}$ et une ondulation maximale de $\Delta V_{C\text{ max}} = 71,2\text{ V}$ qui répond à nos exigences.

Remarque : Avec une capacité de $150\mu\text{F}$, l'ondulation de tension se maintenait encore dans les limites fixées, mais le calibre en courant (180 A) n'était pas suffisant.

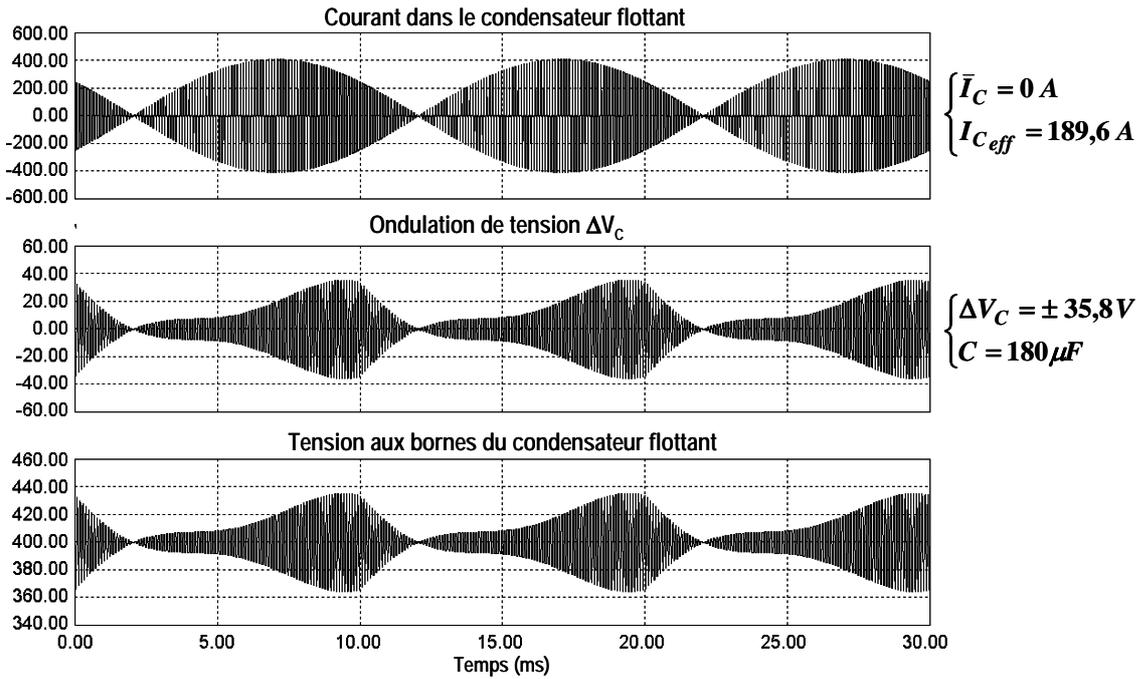


Figure II-13 Dimensionnement du condensateur flottant de la topologie FC 3 niveaux

II.C. PERTES, RENDEMENTS ET COÛTS DES ONDULEURS 200kVA

La dernière section de ce chapitre présente les résultats de l'étude réalisée concernant les pertes, performances et coûts des onduleurs 2 et 3 niveaux à base de composants IGBT.

II.C.1. Pertes des inductances de filtrage

La première étape consiste à déterminer les pertes induites par les inductances de filtrage pour un fonctionnement nominal des onduleurs. Ces dernières dépendent du nombre d'inductances nécessaires et des caractéristiques obtenues grâce aux feuilles Excel (Tableau II-4).

D'une manière générale, nous pouvons tout d'abord observer que les pertes engendrées par les inductances des structures 2 niveaux et parallèle sont deux fois plus importantes que celles des autres topologies (Figure II-14). Cette constatation est aisément compréhensible. Dans le cas du convertisseur 2 niveaux, l'ondulation de courant à l'intérieur de la self est importante et induit davantage de pertes fer et cuivre que les autres structures (Tableau II-4). La configuration parallèle, quant à elle, est pénalisée par le nombre d'inductances utilisées : 6 au lieu de 3.

Pour les autres structures, les pertes totales sont approximativement identiques, car la fréquence de découpage doublée pour le FC est compensée par une inductance de filtrage deux fois plus faible.

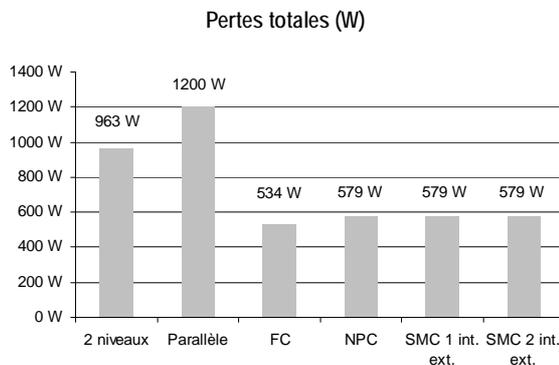


Figure II-14 Pertes totales dans les inductances de chaque topologie

Les Figure II-15 et Figure II-16 n'apportent pas véritablement d'éléments supplémentaires au niveau de la comparaison, car elles reflètent la tendance observée avec les pertes globales et que leur répartition est à peu près équilibrée.

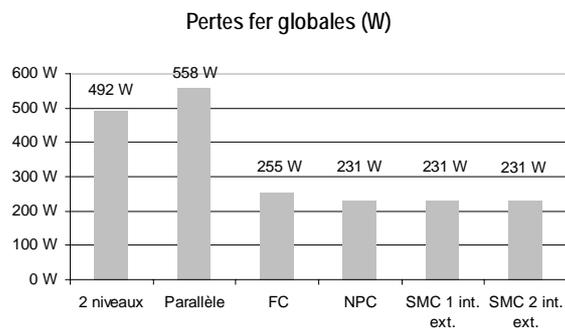


Figure II-15 Pertes fer globales par topologie

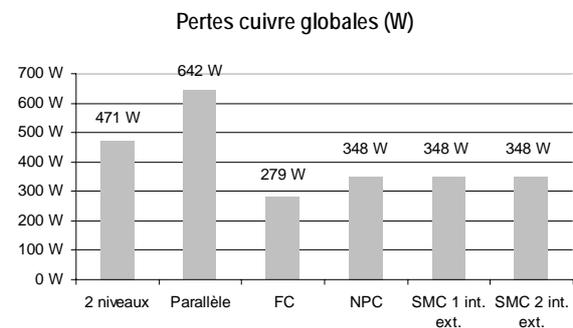


Figure II-16 Pertes cuivre globales par topologie

II.C.2. Pertes et rendements des onduleurs classiques et multiniveaux

Ce paragraphe présente sans aucun doute les résultats les plus intéressants et les plus attendus de l'étude réalisée, car il concerne les pertes globales, en commutation et en conduction des éléments (diodes et transistors) pour les différentes topologies en fonction du facteur de puissance. Trois cas sont présentés : $\cos(\theta) = 0,8$ inductif, $\cos(\theta) = 1$ et $\cos(\theta) = 0,9$ capacitif. Les pertes totales et le rendement ne concernent pour l'instant que la partie silicium des convertisseurs ; le filtre de sortie n'est pas pris en compte.

Afin d'analyser consciencieusement les résultats ci-dessous, nous allons procéder en deux étapes. Dans un premier temps, nous allons dégager les grandes tendances et différences principales. Nous étudierons ensuite l'apport des éléments (diodes ou transistors), ainsi que les modifications apportées par la variation du facteur de puissance.

D'une manière générale, plusieurs remarques peuvent déjà être effectuées, sans tenir compte du facteur de puissance.

✓ Les onduleurs 2 niveaux et parallèle produisent deux fois plus de pertes que leurs homologues multiniveaux, à l'exception du convertisseur multicellulaire série, et ceci pour les différents facteurs de puissance (Figure II-17, Figure II-21 et Figure II-25). Pour la structure FC, elles représentent environ les $\frac{3}{4}$ de celles des deux premiers convertisseurs. Il est à noter que le NPC et le SMC 2 int. ext. engendrent exactement les mêmes pertes ; ils ont un fonctionnement similaire.

✓ Les pertes par commutation suivent également cette tendance. Outre le nombre de semi-conducteurs utilisés pour chaque structure, ces différences s'expliquent au regard du Tableau II-1 et de certaines observations :

- Les interrupteurs des onduleurs 2 niveaux et parallèle commutent le bus continu entier E durant l'intégralité de la période de modulation T_{mod} ;
- Le convertisseur multicellulaire série possède les mêmes propriétés, mais v_{com} est limitée à $E/2$.
- Les structures SMC et NPC, quant à elles, allient deux avantages : les composants de puissance ne sont sollicités que durant $T_{mod}/2$ et commutent $E/2$ au maximum.

La combinaison de ces deux critères : temps de commutation et tension commutée a une influence conséquente du point de vue des pertes par commutation, d'où les résultats observés (Figure II-20, Figure II-24 et Figure II-28).

Une dernière remarque peut être effectuée concernant les différences existantes entre le SMC 1 int. ext. et le SMC 2 int. ext. Cette dernière ne touche que le nombre des interrupteurs externes et leurs contraintes en tension. Il semble plus avantageux d'utiliser en série deux composants IGBT de calibre inférieur, plutôt qu'un module de calibre supérieur qui génère davantage de pertes en commutation.

✓ La tendance est inversée concernant les pertes par conduction (Figure II-19, Figure II-23 et Figure II-27). En effet, les structures multiniveaux ont recours aux interrupteurs internes pour générer le niveau de tension supplémentaire $0V$. La circulation du courant, combinée aux différentes commandes, engendre donc des pertes plus conséquentes.

✓ Finalement, le rendement n'est en définitive qu'une image des pertes occasionnées. Les structures NPC et SMC se distinguent très nettement pour les trois facteurs de puissance ; leur rendement atteint des valeurs pouvant aller jusqu'à 1,6 % de rendement supplémentaire.

Cette première analyse complétée, il nous faut à présent indiquer le rôle des éléments (diodes et transistors) des différentes structures en fonction du facteur de puissance sélectionné.

✓ Pour $\cos(\theta) = 0,8$ inductif et $\cos(\theta) = 1$, les pertes par commutation ne varient pas ; la répartition diffère, mais le résultat final reste identique. Les transistors sont de manière générale plus actifs que les diodes. Ceci à l'exception du SMC 1 int. ext. pour lequel la diode externe génère visiblement beaucoup plus de pertes que le transistor associé (calibre en tension plus élevé du module), d'où la réduction des pertes par commutation lorsque $\cos(\theta) = 1$.

✓ La différence apparaît véritablement au niveau de la conduction pour laquelle certaines pertes occasionnées par les diodes à $\cos(\theta) = 0,8$ sont à présent générées par les transistors à $\cos(\theta) = 1$. Pour les onduleurs NPC et SMC, les diodes des branches externes ne sont plus utilisées de par le déphasage nul entre courant et tension. Quant aux autres topologies, la grande majorité du courant circule à présent à travers les transistors, ce qui génère davantage de pertes par conduction.

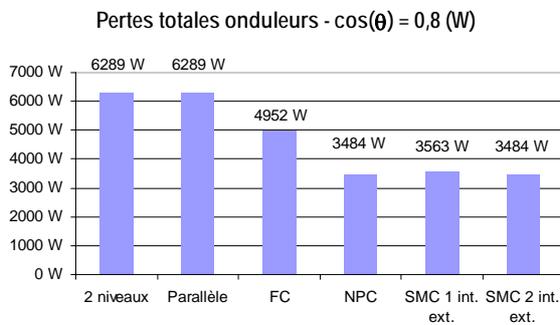


Figure II-17 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta) = 0,8$

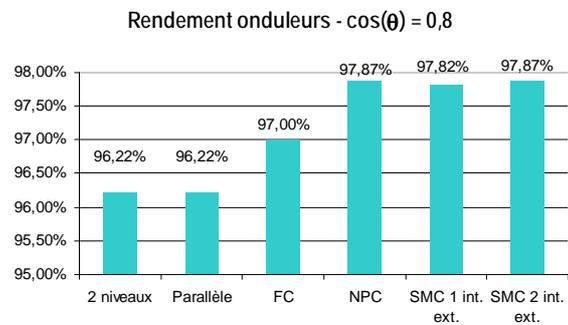


Figure II-18 Rendement onduleurs $\cos(\theta) = 0,8$

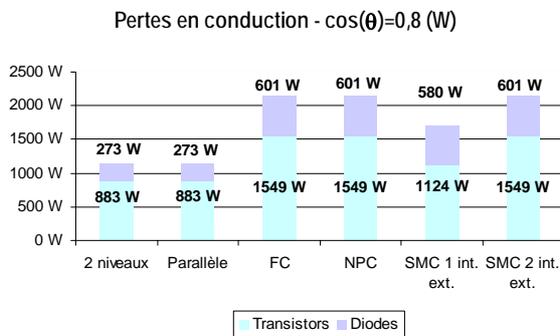


Figure II-19 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta) = 0,8$

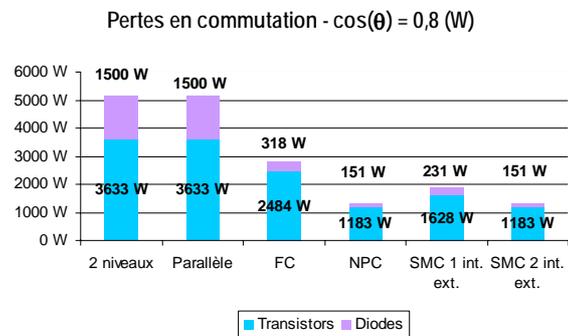


Figure II-20 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta) = 0,8$

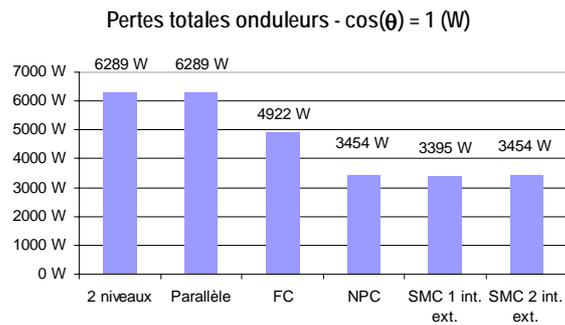


Figure II-21 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta)=1$

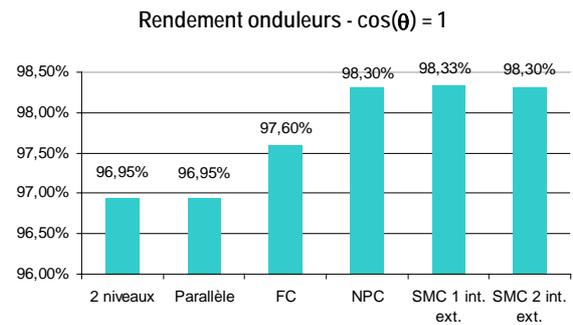


Figure II-22 Rendement onduleurs $\cos(\theta)=1$

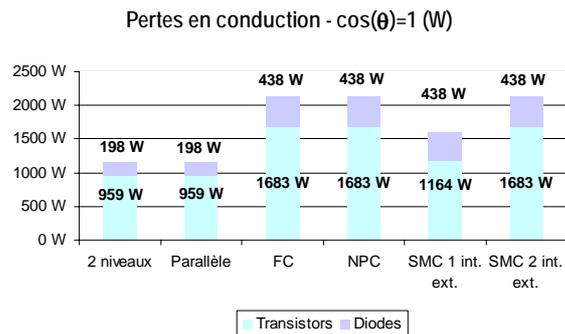


Figure II-23 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta)=1$

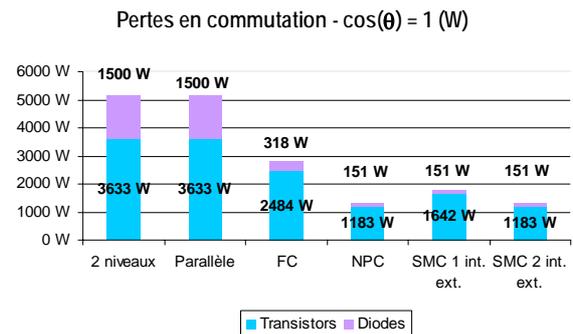


Figure II-24 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta)=1$

Le facteur de puissance 0,9 capacitif peut être considéré séparément. Les grandes tendances citées ci-dessus sont toujours valables au niveau des pertes globales, du rendement et des pertes par commutation. La distinction s'effectue au niveau de la conduction pour laquelle la grande majorité des pertes est à présent le fruit des diodes et non des transistors. Ce cas précis équivaut à un fonctionnement en mode redresseur et de fait cette remarque est tout à fait compréhensible.

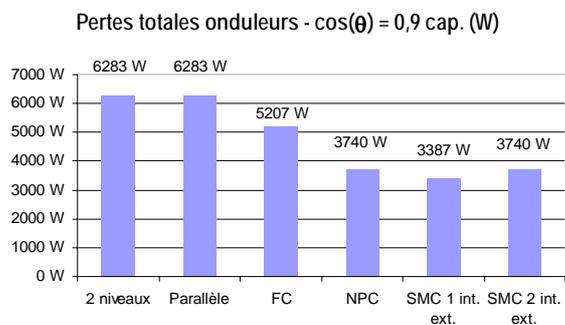


Figure II-25 Pertes totales onduleurs $\cos(\theta)=0,9 \text{ cap.}$

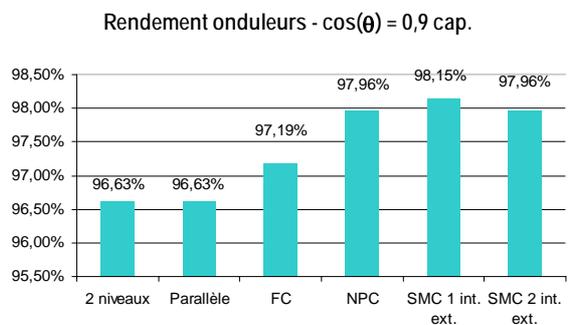


Figure II-26 Rendement onduleurs $\cos(\theta)=0,9 \text{ cap.}$

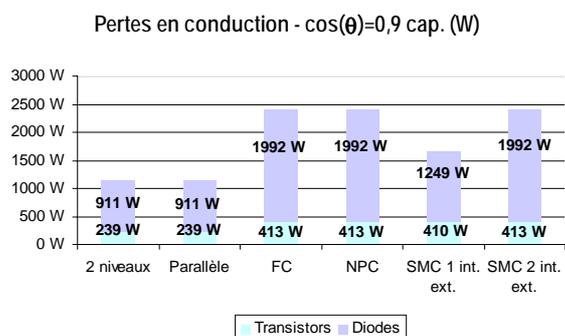


Figure II-27 Pertes en conduction onduleurs $\cos(\theta)=0,9 \text{ cap.}$

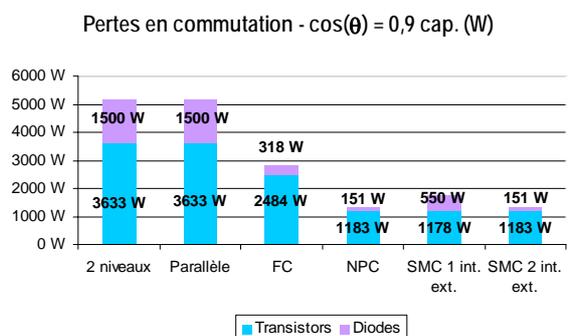


Figure II-28 Pertes en commutation onduleurs $\cos(\theta)=0,9 \text{ cap.}$

Le paragraphe II.B.1.c a permis de mettre en évidence le déséquilibre thermique existant entre les différentes topologies. En effet, la température de jonction maximale autorisée pour les semi-conducteurs est 150°C. Le Tableau II-3 montre que certaines structures sont proches de leur limite thermique, comme les convertisseurs 2 niveaux, parallèle et multicellulaire série par exemple, alors que d'autres fournissent la puissance sans induire un échauffement conséquent des puces (SMC et NPC). Il nous est donc apparu intéressant de chercher à connaître la puissance active maximale disponible pour différents facteurs de puissance. La température ambiante considérée est toujours : $T_{ambiant} = 40^{\circ}\text{C}$. La tension de sortie des onduleurs ne varie pas ; nous jouons sur la valeur efficace du courant de charge jusqu'à ce que la température de l'un des éléments (diode ou transistor) atteigne sa limite thermique.

La Figure II-29 concerne la puissance maximale disponible pour $\cos(\theta) = 0,8$. Les onduleurs NPC et SMC se distinguent des autres topologies, car $P_{disponible}$ atteint grossièrement le double des 160kW générés au point de fonctionnement nominal. Le NPC est proche de ces dernières. Les structures 2 niveaux, parallèle et FC sont au contraire limitées, comme nous l'avions déjà entrevu grâce aux températures pour 200kVA (Tableau II-3). La tendance est à peu près équivalente pour un facteur de puissance unitaire, à l'exception du convertisseur NPC dont les performances baissent sensiblement.

Il est également intéressant d'examiner quel est l'élément limitant au niveau de chaque structure. Cette observation ne concerne que les structures FC et SMC, car les transistors des autres topologies génèrent davantage de pertes en conduction et en commutation que les diodes.

Pour $\cos(\theta) = 0,8$, la limitation touche les interrupteurs internes : les diodes pour le convertisseur SMC et les transistors pour la structure NPC. Dans le cas du SMC, les diodes internes sont tout autant sollicitées que les transistors des branches externes, mais elles possèdent une résistance thermique plus élevée. Quant au NPC, les transistors internes ne commutent pas beaucoup, mais conduisent un courant important durant une partie conséquente de la demi-période de modulation.

Pour $\cos(\theta) = 1$, les transistors externes atteignent leurs limites thermiques pour les trois structures. Ils commutent et conduisent l'intégralité du courant de charge.

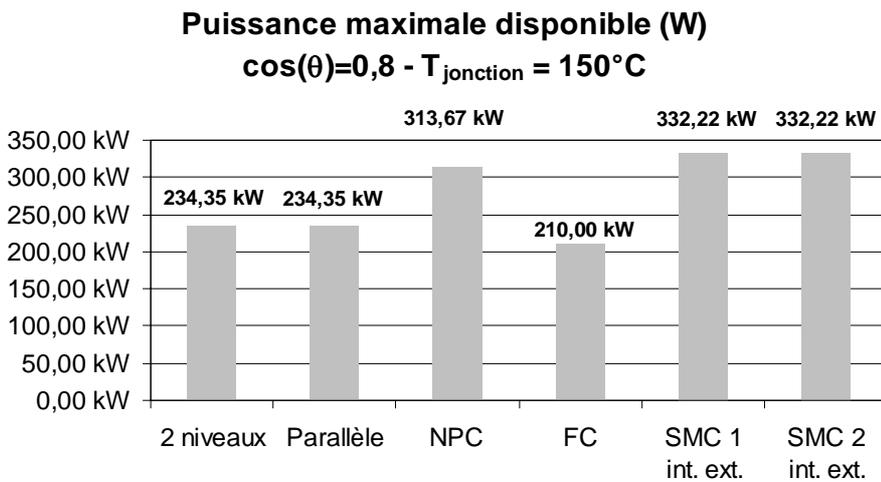


Figure II-29 Puissance active maximale disponible – $\cos(\theta)=0,8$

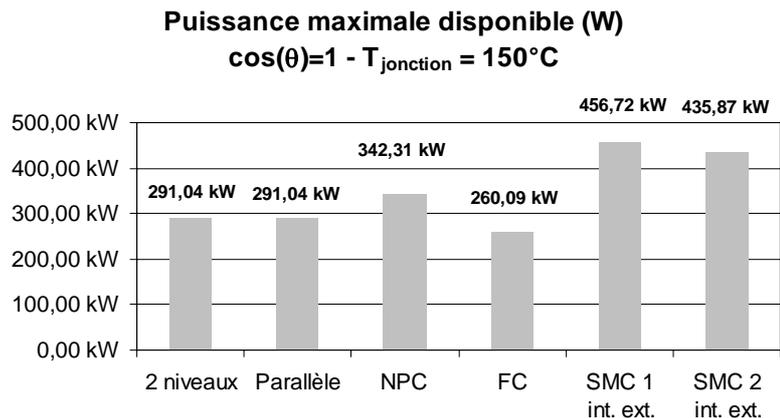


Figure II-30 Puissance active maximale disponible – $\cos(\theta)=1$

Pour clore ce paragraphe, les Figure II-31 et Figure II-32 illustrent le rendement des onduleurs pour un fonctionnement à $\cos(\theta) = 0,8$ inductif et $\cos(\theta) = 1$ en intégrant les pertes occasionnées par les éléments de filtrage. Les valeurs diminuent mais les écarts et les tendances se maintiennent.

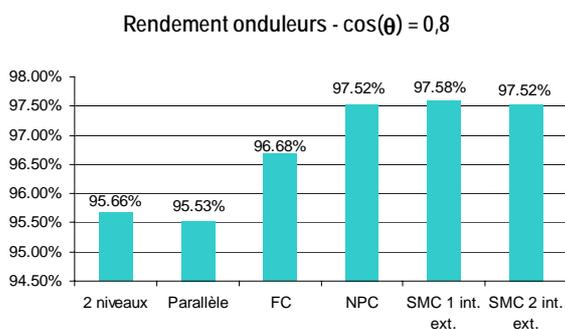


Figure II-31 Rendement onduleurs avec filtrage de sortie - $\cos(\theta)=0,8$

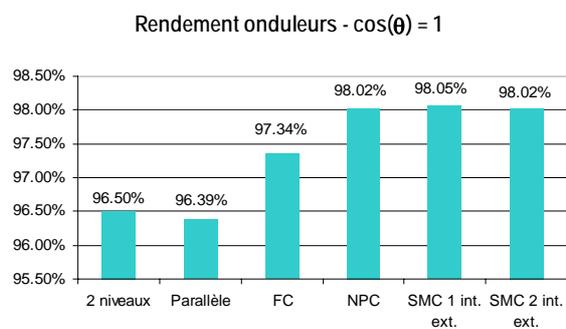


Figure II-32 Rendement onduleurs avec filtrage de sortie - $\cos(\theta)=1$

En conclusion, pour les points de fonctionnement considérés, les onduleurs NPC et SMC laissent entrevoir une supériorité par rapport aux autres structures tant au niveau de leur rendement global, que de leur limite de fonctionnement.

II.C.3. Coûts des structures de conversion d'énergie

a. Répartition des coûts

Les paragraphes de cette sous-section indiquent les règles de répartition des coûts pour le calcul des prix des topologies 200kVA.

a.1. Commande rapprochée et drivers IGBT

La commande des semi-conducteurs de puissance requiert un module de commande rapprochée et un driver par interrupteur.

Les éléments de commande rapprochée sont nécessaires même pour les composants utilisés pour leurs diodes uniquement (topologie NPC). Une carte est utilisée par module dual.

Trois types de drivers ont été examinés lors de cette étude ; chacun d'eux est optimisé en fonction d'une topologie spécifique, des calibres en tension et du nombre de modules à commander.

✓ Le driver triphasé classique peut commander 2 IGBTs 200A/1200V ou 3 300A/600V en parallèle ; ceci car les ordres de commande sont complémentaires deux à deux.

✓ Un second driver triphasé est nécessaire pour les interrupteurs externes du SMC 1 int. ext. parce que 3 IGBTs 200A/1200V sont connectés en parallèle et que les signaux de commande ne sont pas complémentaires.

✓ Finalement, la structure 2 niveaux requiert la commande de 4 IGBTs 200A/1200V en parallèle. Le driver triphasé classique ne suffit donc plus et un autre type doit être employé. Les deux derniers types de drivers coûtent 25% plus cher que le driver triphasé classique.

a.2. Dissipateurs

Le prix et type des dissipateurs thermiques dépendent de la puissance dissipée en moyenne par chaque module IGBT ; un module comporte bien entendu deux puces IGBT et deux puces diodes. Deux approches ont été envisagées :

✓ La première (Figure II-33) résulte de l'association d'un dissipateur extrudé pouvant supporter six modules et d'un ventilateur EBM PAPST W2E200. Cette approche est considérée si la puissance dissipée par module ne dépasse pas 550 W, soit 3300 W au total.

✓ Dans le cas contraire, on a recours à deux dissipateurs à ailettes et un ventilateur EBM PAPST W2E200. Cette approche (Figure II-34) permet de dissiper 650 W par module (3900 W au total) mais est plus onéreuse ; elle coûte 1,5 fois l'alternative classique.

Une dernière remarque est nécessaire : il a été choisi d'effectuer une séparation des phases des onduleurs. Ainsi, certains dissipateurs ne sont utilisés que pour 4 ou 5 modules, au lieu des 6 disponibles pour chaque approche.

Le Tableau II-6 indique la puissance moyenne dissipée par chaque module pour les différentes topologies, ainsi que le type de dissipateurs utilisés.

Le refroidissement des inductances de filtrage s'effectue à l'aide des mêmes ventilateurs EBM PAPST W2E200. Un ventilateur est considéré par groupe de 3 éléments.

Topologies	Puissance moyenne dissipée par module (W)	Type de dissipateurs
2 niveaux	609 W	TYPE 2
parallèle	609 W	TYPE 2
FC	492 W	TYPE 1
NPC	240 W	TYPE 1
SMC 1 int. ext.	294 W	TYPE 1
SMC 2 int. ext.	240 W	TYPE 1

Tableau II-6 Puissance moyenne dissipée par module et par topologie – choix des dissipateurs

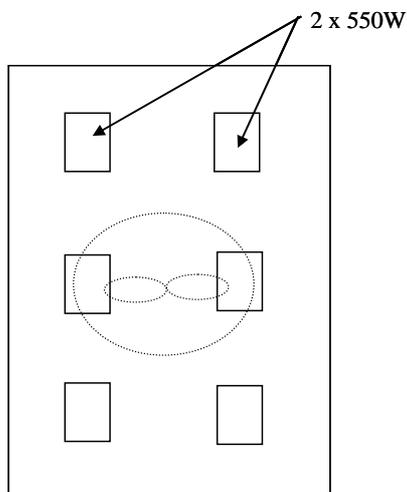


Figure II-33 Approche n°1 : un dissipateur extrudé et un ventilateur

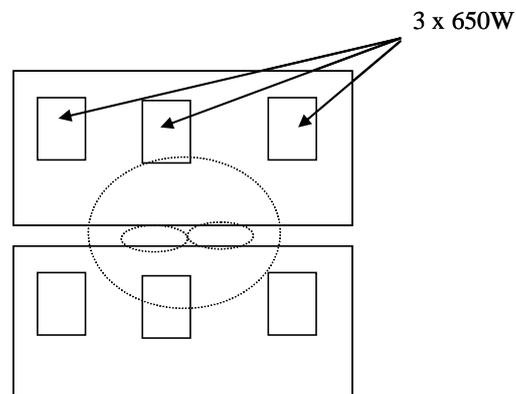


Figure II-34 Approche n°2 : deux dissipateurs à ailettes et un ventilateur

a.3. Récapitulatif des éléments pris en compte

La liste ci-dessous récapitule l'ensemble des éléments pris en compte lors du calcul du prix de chaque onduleur concerné par cette étude :

- ✓ modules IGBT duaux Mitsubishi CM300DY-12NF ou CM200DY-24NF;
- ✓ modules IGBT duaux Mitsubishi CM300DY-12NF pour les diodes clampées du NPC ;
- ✓ driver triphasé classique, triphasé pour l'onduleur 2 niveaux ou triphasé pour interrupteurs externes SMC 1 int. ext. ;
- ✓ carte de commande rapprochée pour les modules IGBT ;
- ✓ dissipateur IGBT à ailettes ou extrudé combiné à un ventilateur ;
- ✓ ventilateur pour inductances de filtrage ;
- ✓ inductances de filtrage ;
- ✓ condensateur de filtrage triphasé ;
- ✓ condensateurs polypropylène 30uF/36A/530V pour la structure multicellulaire série 2 cellules.

a.4. Problématique de réalisation des interrupteurs 4 quadrants du SMC

Les fabricants de semi-conducteurs de puissance ne produisent pas les modules duaux contenant deux puces IGBT tête-bêche. Les modules en vente sur le marché sont des demi-ponts classiques, à savoir des puces en série. La réalisation physique de la branche médiane du convertisseur SMC pourrait donc sembler ardue. Une solution consisterait bien sûr à utiliser des modules unitaires, qui sont particulièrement onéreux, ou des modules duaux en n'utilisant qu'une puce sur deux. Il est évident que ces solutions ne sont optimales ni pour l'encombrement ni pour les coûts.

Pour pallier ces problèmes, la Figure II-35 illustre l'alternative physique envisagée. La problématique est la suivante : le courant de charge doit circuler dans deux puces IGBT tête-bêche, sachant que chacune d'elles est dédoublée ; la branche médiane comporte deux composants en parallèle pour la tenue en courant. $I/2$ traverse donc deux diodes et deux transistors. Ces fonctions sont assurées en connectant deux modules IGBT duaux, comme illustré par la Figure II-35. La Figure II-36 présente les éléments activés en fonction du sens de circulation du courant de charge. Ainsi, la réalisation physique de la branche médiane du convertisseur SMC n'induit pas de coût supplémentaire vis à vis des autres structures.

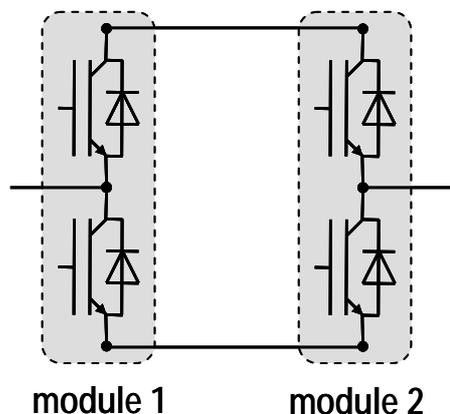


Figure II-35 Réalisation physique de la branche médiane du convertisseur SMC

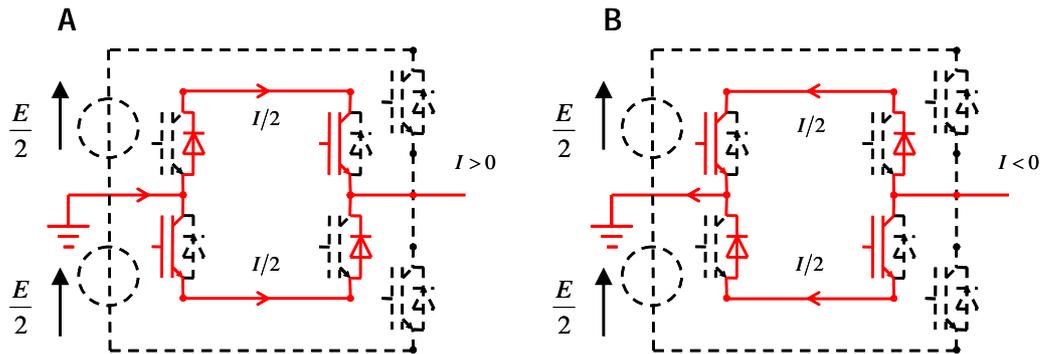


Figure II-36 Activation des interrupteurs en fonction du courant de charge – interrupteur 4 quadrants du SMC

b. Prix des onduleurs 200kVA

Les Figure II-37 et Figure II-38 présentent les prix globaux, ainsi que la répartition de ces derniers pour les onduleurs triphasés considérés par cette étude. Dans les deux cas, ils sont exprimés en pourcentage avec comme référence le prix global de la structure 2 niveaux classique.

Du fait du nombre élevé de semi-conducteurs qu'il comporte, le convertisseur multicellulaire superposé pourrait sembler une structure onéreuse, notamment dans un domaine de tension accessible aux IGBTs 1200V qui sont les composants les moins chers du marché. La Figure II-37 démontre qu'il n'en est rien, puisque l'onduleur SMC 1 int. ext. se place en 2nde position derrière la structure multicellulaire série comme structures les moins coûteuses. Ils sont talonnés de peu par le convertisseur NPC, puis la topologie 2 niveaux. Enfin, les structures SMC 2 int. ext. et parallèle sont les plus chères pour une application 200 kVA.

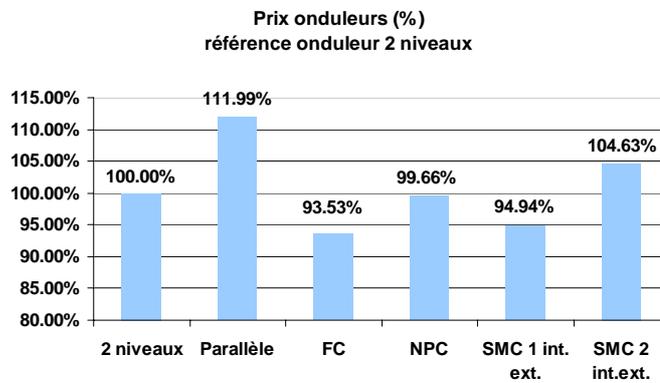


Figure II-37 Prix des onduleurs 200kVA

La Figure II-38 induit une analyse plus détaillée des valeurs ci-dessus :

✓ La répartition des montants pour les topologies multicellulaire série et SMC 1 int. ext. diffère énormément, même si le coût global est quasi-identique. Le SMC 1 int. ext. possède un nombre plus important de semi-conducteurs et une commande plus complexe (drivers et cartes de commande rapprochée). L'onduleur multicellulaire série, quant à lui, conduit au plus faible coût en termes d'interrupteurs de puissance, de dissipateurs thermiques associés et d'inductances de filtrage, grâce à sa fréquence apparente élevée. Le coût lié aux condensateurs flottants, particularité de cette structure, ne s'avère néanmoins pas pénalisant, car cette topologie est la moins onéreuse.

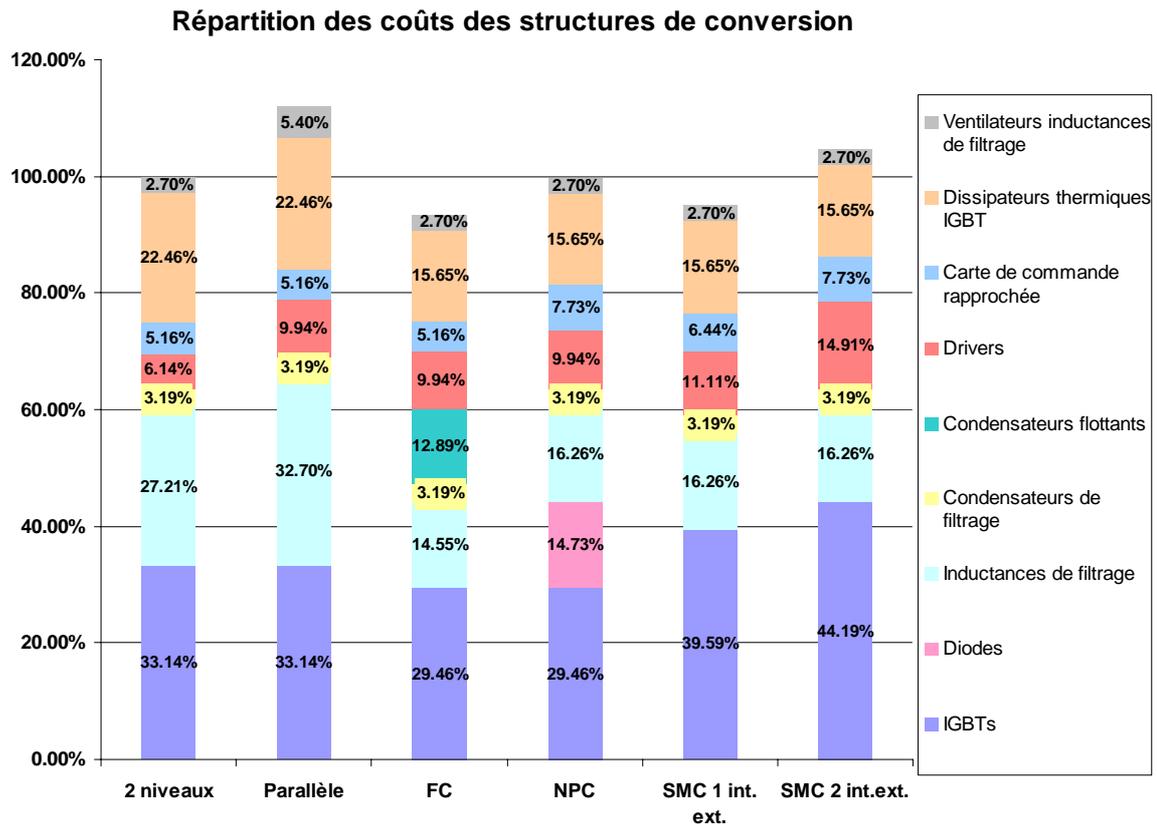


Figure II-38 Répartition des coûts des structures de conversion d'énergie 200kVA

✓ Malgré une commande plus simple que les autres structures (drivers), l'onduleur 2 niveaux possède des inductances de filtrage et des dissipateurs thermiques parmi les plus onéreux. En effet, pour ce dernier, l'ondulation de courant dans les selfs est plus conséquente à cause de l'absence de 3^{ème} niveau de tension ; la puissance moyenne dissipée par ses modules est également deux fois plus importante que pour le SMC 1 int. ext. par exemple, ce qui a conditionné le choix des dissipateurs.

✓ Le convertisseur NPC est défavorisé à cause de la partie relative au silicium : diodes, IGBTs et cartes de commande rapprochée associées. Les prix des autres éléments sont quasiment identiques à ceux du SMC 1 int. ext.

✓ Le coût élevé du SMC 2 int. ext. provient globalement du nombre d'interrupteurs utilisés (prix des modules IGBT et cartes de commande rapprochée) et de la complexité de la commande associée (drivers).

✓ Finalement, la topologie parallèle est pénalisée par le nombre d'inductances de filtrage, les ventilateurs associés et les dissipateurs thermiques relatifs au nombre important de modules IGBT.

II.C.4. Conclusion partielle

Pour une application 200kVA, les topologies multiniveaux sont plus performantes que leurs homologues classiques. Les onduleurs NPC et SMC se distinguent nettement de par leurs rendements et leurs possibilités en terme de puissance. Néanmoins, le coût de revient de l'onduleur clampé par le neutre et du SMC 2 int. ext. peut s'avérer prohibitif, notamment le second. Le SMC 1 int. ext. s'illustre au contraire par rapport à ce critère.

Les onduleurs 2 niveaux et multicellulaire série possèdent, quant à eux, des avantages différents : une simplicité de mise en oeuvre pour le premier, un faible coût de revient pour le second. Par contre, le convertisseur parallèle ne correspond pas aux attentes de cette étude.

Un classement non exhaustif des topologies de convertisseurs de puissance a été réalisé pour une application 200kVA. Le Tableau II-7 indique le rang de chaque structure selon trois critères : le rendement, la puissance disponible et le coût de revient. 1 correspond à la meilleure réponse selon le critère examiné et 6 à la moins bonne. Il est bien évident que ces résultats ne sont valables que pour l'application considérée. Le SMC 1 int. ext. est la structure à adopter dans ce cas précis.

Topologies	Rendement	Puissance disponible (kW)	Coûts	Classement
2 niveaux	5	4	4	5
parallèle	6	4	6	6
FC	4	5	1	4
NPC	2	3	3	2
SMC 1 int. ext.	1	1	2	1
SMC 2 int. ext.	2	2	5	3

Tableau II-7 Classement des onduleurs 2 et 3 niveaux en fonction du rendement, de la puissance disponible et des coûts

II.D. RESULTATS EXPERIMENTAUX POUR UN ONDULEUR SMC 1x2 200kVA

Un banc d'essai a été réalisé hors du laboratoire, afin de valider expérimentalement l'étude réalisée. Il s'agit d'un onduleur SMC 1x2 possédant un seul interrupteur de puissance sur les branches externes. Les caractéristiques électriques du banc d'essais 200kVA sont regroupées dans le Tableau II-8. Il est apparu intéressant que la génération du bus continu soit effectuée à l'aide d'un redresseur de la même topologie, de sorte à vérifier la véracité de la théorie développée pour les redresseurs au paragraphe B.3 de l'annexe B.

Paramètres électriques nominaux	Valeurs
Puissance apparente	200 kVA
Fréquence de découpage	6250 Hz
Tension du bus continu	800 V
Inductances de filtrage en aluminium	88 μ H
Condensateurs de filtrage	600 μ F
Interrupteurs externes EUPEC BSM300GB120DLC Dual pack	1200 V / 300 A
Interrupteurs internes EUPEC BSM100GB60DLC Dual pack	600 V / 100 A
Condensateur du bus continu	15 mF

Tableau II-8 Caractéristiques électriques du banc d'essais 200kVA

La feuille Excel de dimensionnement des inductances permet d'obtenir une estimation des pertes de cette dernière au point de fonctionnement nominal : 280 W par inductance.

Les Figure II-39 et Figure II-40 présentent les rendements théoriques et réels de l'ensemble redresseur-onduleur sur charge purement résistive en fonction du taux de charge. Les données théoriques sont issues de la feuille Excel de calcul des pertes.

Les essais fournissent des résultats légèrement moins bons que ceux préconisés théoriquement. Néanmoins, les pertes relatives à l'électronique de commande et à la ventilation n'avaient pas été intégrées dans les calculs. La différence entre les deux courbes n'excède pas 0,40% de rendement (Figure II-40).

La Figure II-41 expose à l'inverse les pertes totales pour les mêmes conditions de fonctionnement. Ces dernières sont minorées théoriquement surtout pour les taux de charge faible (<25%) et important (>60%). Néanmoins, la différence constatée est environ de 600W, ce qui permet d'affirmer que le fichier de dimensionnement est sur ce point très représentatif de la maquette.

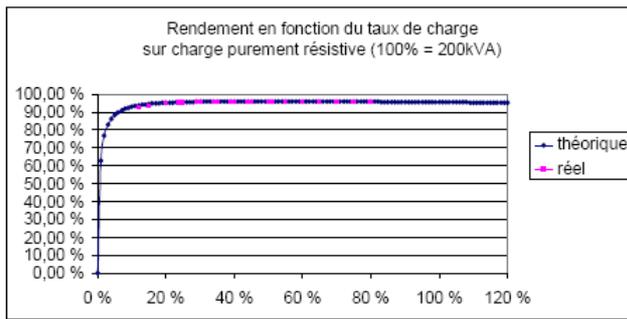


Figure II-39 Rendement en fonction du taux de charge sur charge purement résistive

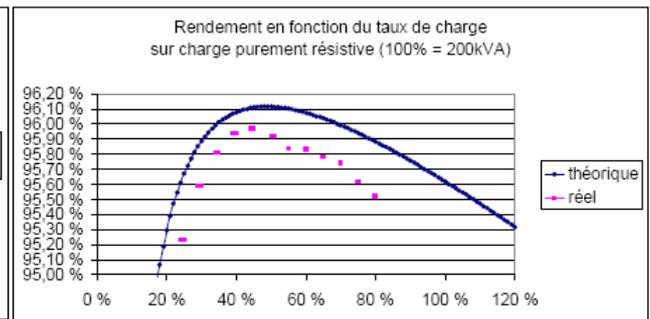


Figure II-40 Rendement en fonction du taux de charge sur charge purement résistive (zoom)

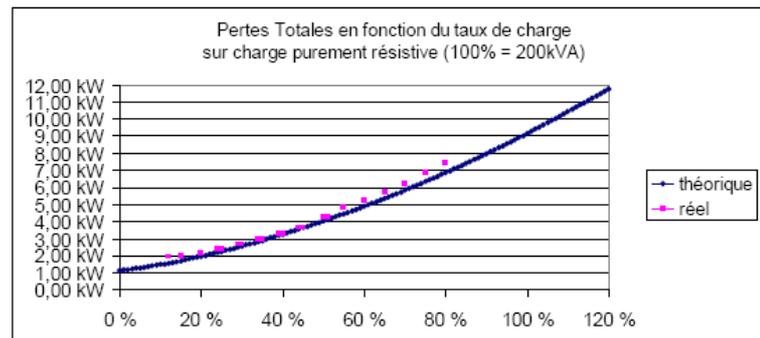


Figure II-41 Pertes globales en fonction du taux de charge sur charge purement résistive

II.E. CONCLUSION

Ce chapitre fournit une étude comparative des pertes, rendements et coûts de revient des structures de conversion d'énergie de type 2 et 3 niveaux à base d'IGBTs : onduleur 2 niveaux classique, 2 niveaux avec bras en parallèle, multicellulaire série à 2 cellules, convertisseur clampé par le neutre et multicellulaire superposé.

La première étape consiste à établir un modèle théorique de calcul des pertes en commutation et en conduction dans les semi-conducteurs des différentes topologies. Cette dernière repose sur l'analyse des fonctions de modulation, ainsi que des courants moyens et efficaces circulant dans les interrupteurs pendant ces deux phases de fonctionnement. Définies pour un facteur de puissance compris dans l'intervalle $[0, \pi]$ (fonctionnement onduleur de tension), les expressions analytiques peuvent également s'appliquer au cas des redresseurs. Un modèle de calcul des températures de jonction des diodes et des transistors est aussi proposé.

Dans un deuxième temps, les onduleurs de tension sont dimensionnés en vue d'une application 200kVA, afin de comparer les performances et prix des topologies triphasées étudiées. Ce dimensionnement concerne le choix des semi-conducteurs de puissance en fonction des calibres en courant et en tension, mais également selon des considérations thermiques. Après la partie silicium, la détermination des filtres de sortie, ainsi que des condensateurs de la structure FC, a été effectuée.

La partie centrale de ce chapitre expose et analyse ensuite les pertes, rendements et coûts de revient des différents onduleurs tout en proposant un classement de ces derniers pour l'application considérée. La topologie multicellulaire superposée comportant un seul interrupteur externe s'avère être indéniablement la structure la plus performante et rentable à 200kVA.

Cette conclusion a motivé la mise en place d'un banc d'essais hors du laboratoire afin de vérifier la véracité de la méthode proposée pour le SMC. Les résultats expérimentaux obtenus confirment et concluent avec succès l'analyse effectuée.

Bien que liée à une application particulière, la réalisation de cette étude comparative au sein de notre équipe de recherche a engendré de nouvelles connaissances, tant de par les modèles analytiques

II.E Conclusion

développés que concernant les possibilités de ces topologies. Cela nous a également permis de mettre en avant et de prouver que la structure multicellulaire superposée, brevetée au LEEI, est non seulement performante mais également compétitive économiquement, y compris en basse tension. Cette dernière constatation est importante et très intéressante en vue d'applications industrielles futures, notamment dans le domaine basse tension / forte puissance.

**PARTIE II : OBSERVATION DES TENSIONS
AUX BORNES DES CONDENSATEURS
FLOTTANTS**

CHAPITRE III

EQUILIBRAGE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES - NECESSITE D'UN OBSERVATEUR

III.A. INTRODUCTION

Les structures multicellulaires et multicellulaires superposées utilisent des condensateurs qui définissent tous les niveaux de tension en sortie du convertisseur, comme explicité dans le premier chapitre de ce mémoire. Ces sources de tension flottantes évoluent au gré de la commande et de la circulation du courant de charge. Elles ont un impact direct sur le fonctionnement de ces structures, puisque leurs variations se retrouvent sur les tensions appliquées aux cellules de commutation. Ces dernières doivent être équitablement réparties de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance. L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé, en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs, et à optimiser la qualité spectrale de la tension découpée. Les tensions intermédiaires doivent donc être constamment maîtrisées et maintenues à leurs niveaux de référence en accord avec la tension du bus continu, soit pour un convertisseur p cellules : $j \times E/p$, $j \in \{1, \dots, p\}$. Il est toutefois important de comprendre qu'équilibrer les tensions aux bornes des cellules de commutation signifie que ces dernières doivent suivre l'évolution du bus continu et cela uniquement.

D'autre part, il est également essentiel de préciser que même si la commande appliquée au convertisseur assure théoriquement la répartition de la contrainte en tension sur les interrupteurs, des déséquilibres peuvent tout de même apparaître. Ces derniers sont liés à la réalisation expérimentale. En effet, la mise en œuvre d'une commande MLI parfaite est difficile. Ainsi, des défauts ou retards peuvent engendrer un déséquilibre de la valeur moyenne des tensions aux bornes des condensateurs flottants et risquent alors de conduire à des défaillances de fonctionnement du convertisseur. Des temps morts sont introduits au niveau des signaux de commande, afin d'éviter les courts-circuits des sources de tension flottantes. Cette mesure de précaution, à la fois simple et nécessaire, induit des biais au niveau des rapports cycliques des cellules et illustre parfaitement le problème soulevé.

Cet équilibre des tensions internes peut être réalisé de deux manières différentes :

✓ **Equilibrage naturel** : le convertisseur SMC, tout comme son homologue multicellulaire, est stable par nature à condition que le motif de commande respecte certaines symétries et que la source de courant possède une impédance finie, ce qui est presque toujours le cas. Il s'agit d'une propriété bien particulière de ce type de convertisseurs qui repose sur la présence de certains harmoniques de courant. Cette approche peut être combinée à un circuit de rééquilibrage, afin de doper l'action de ces harmoniques.

✓ **Contrôle actif** : les convertisseurs multicellulaires sont caractérisés par un ensemble de degrés de liberté qui peuvent être exploités en vue d'un contrôle actif des tensions internes de la structure :

- La redondance des états de la commande permettant d'obtenir le même niveau de tension en sortie ; il existe en effet plusieurs combinaisons des ordres de commande (donc configurations du convertisseur) engendrant la même tension découpée. Les tensions aux bornes des cellules de commutation peuvent de cette manière être contrôlées et équilibrées en sélectionnant une combinaison appropriée de signaux de commande.
- Les déphasages Φ_j entre les commandes des cellules de commutation ;
- Les rapports cycliques α_j des cellules de commutation.

L'utilisation avisée de ces degrés de liberté a donné naissance à un certain nombre de méthodes d'équilibrage en boucle ouverte ou fermée.

Ces différents phénomènes et méthodes font l'objet des paragraphes de ce chapitre.

III.B. EQUILIBRAGE EN BOUCLE OUVERTE

III.B.1. Equilibrage Naturel des Tensions Intermédiaires

Ce paragraphe détaille de manière simple les caractéristiques de l'une des particularités des convertisseurs multicellulaires série et superposé, à savoir : l'équilibrage naturel des tensions internes [CAR][MEY2]. Ce phénomène intervient en boucle ouverte peu importe les valeurs initiales des tensions aux bornes des condensateurs flottants.

Au cours de sa thèse, *Philippe Carrère* [CAR] a développé un modèle harmonique des convertisseurs multicellulaires permettant de modéliser les transitoires de rééquilibrage. Un certain nombre de constatations ont été effectuées :

- ✓ L'équilibrage naturel tend vers une répartition équilibrée de la tension aux bornes des cellules de commutation uniquement si les déphasages inter-cellules sont égaux à $2\pi/p$ et leurs rapports cycliques sont identiques. Ce fonctionnement est optimal du point de vue harmonique et est illustré par les Figure III-1 à Figure III-3 pour un convertisseur multicellulaire série 4 niveaux avec : un bus continu égal à $E = 400V$, une fréquence de découpage de $f_{déc} = 1kHz$, une charge composée de $R_{ch} = 7\Omega$ et $L_{ch} = 1mH$. La commande est une MLI classique telle que définie dans le premier chapitre de ce mémoire avec une profondeur de modulation $m = 0,8$. Les tensions internes sont parfaitement stables et se maintiennent à leurs niveaux de référence. Le spectre de la tension de sortie et du courant de charge font apparaître un fondamental à la fréquence de modulation $f_{mod} = 50Hz$ et un 1^{er} ensemble d'harmoniques autour de $f_{app} = 3kHz$.

- ✓ La nature de la charge influence directement la dynamique de l'équilibrage naturel. Elle dépend en effet de la composante alternative du courant à la fréquence de commutation. Elle est optimale sur charge purement résistive et d'autant plus lente que la charge est inductive. L'équilibrage naturel n'est pas possible pour une charge à impédance infinie (fonctionnement à vide) ;

- ✓ Pour des déphasages différents de l'optimum, l'équilibrage naturel tend vers un régime permanent directement lié à la charge et à la valeur des déphasages qui sont appliqués. La répartition équitable de la contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance n'est plus assurée.

L'équilibrage naturel est en fait directement lié aux harmoniques du courant de charge et non à sa valeur moyenne. Ces derniers proviennent des harmoniques de la tension de sortie en fonction des caractéristiques de la charge.

- ✓ Si un déphasage inter-cellule régulier est appliqué aux différentes commandes (distribution équilibrée des tensions), les harmoniques de la tension de sortie à $k \times f_{déc}$ où k est un entier positif se compensent, sauf les rangs de valeurs entières multiples de p : $k \times p \times f_{déc}$. Ainsi, les harmoniques de courant à ces fréquences n'existent pas et n'ont donc aucune influence sur la répartition des tensions cellules.

La Figure III-3 illustre parfaitement ce phénomène : les spectres de la tension et du courant de sortie laissent apparaître un fondamental et des harmoniques à $3f_{déc}$, $6f_{déc}$, ...; aucun harmonique n'est visible à $f_{déc}$, $2f_{déc}$, $4f_{déc}$, ... et le système est équilibré.

Remarque : pour un onduleur, la compensation n'est valable que pour les raies principales de chaque famille du spectre harmonique.

✓ Lorsque le montage est déséquilibré, les harmoniques à $k \times f_{déc}$, où k est un entier positif non multiple de p , sont présents et induisent une évolution des tensions internes. Les harmoniques à la fréquence de découpage jouent un rôle prédominant quant à ce phénomène.

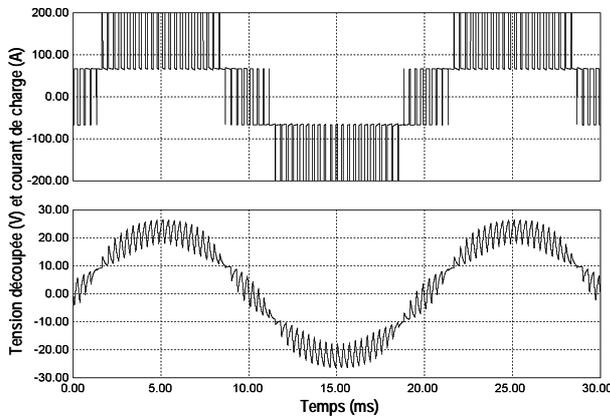


Figure III-1 Tension découpée et courant de charge avec équilibrage des tensions internes – FC 4 niveaux

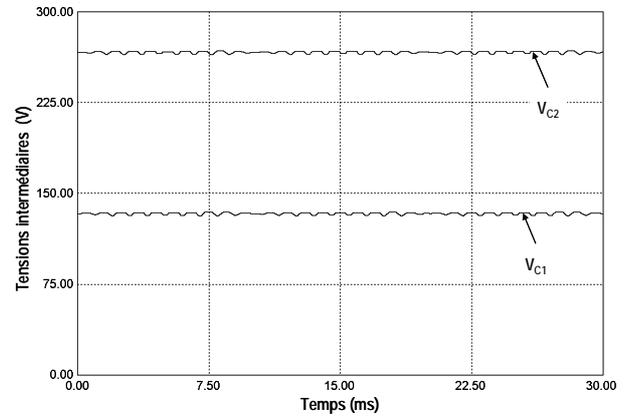


Figure III-2 Tensions internes équilibrées – FC 4 niveaux

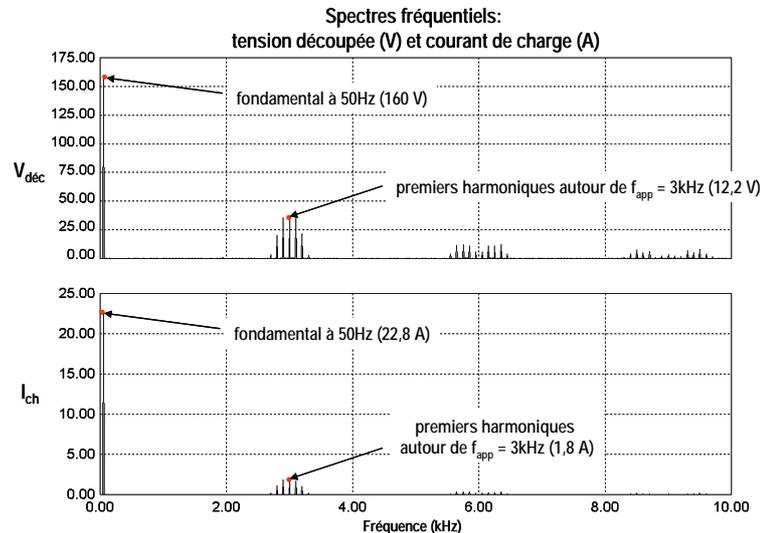


Figure III-3 Spectres fréquentiels de la tension découpée et du courant de charge – FC 4 niveaux avec tensions internes équilibrées

Les Figure III-4 à Figure III-6 mettent en évidence le processus d'équilibrage naturel au niveau temporel et fréquentiel. Les deux premières figures montrent l'allure de la tension découpée V_s , du courant de charge I_s et des tensions intermédiaires. De par les conditions initiales nulles des $V_{C_{j,j=1,2}}$, le déséquilibre est important au départ, ce qui est aisément appréciable pour V_s et I_s . Plus les tensions internes évoluent vers leurs niveaux de référence et plus la tension et le courant de sortie se stabilisent. La Figure III-6 présente les spectres de V_s et I_s en fonction du temps pour divers intervalles de calcul. L'objectif est de montrer l'évolution des harmoniques entre l'instant du déséquilibre (début de la simulation) et la stabilisation des tensions internes. La Figure III-6A illustre la présence d'harmoniques importants à $k \times f_{déc}$, où k est un entier positif, lorsque le déséquilibre du convertisseur est complet. Par la suite, plus le déséquilibre diminue et plus les ensembles d'harmoniques à $f_{déc}$, $2f_{déc}$, $4f_{déc}$, ... s'affaiblissent, tandis que ceux à $k \times p \times f_{déc}$ restent quasi-inchangés. Le spectre D se modifie finalement jusqu'à atteindre celui de la Figure III-3. Ces résultats illustrent parfaitement les remarques effectuées ci-dessus.

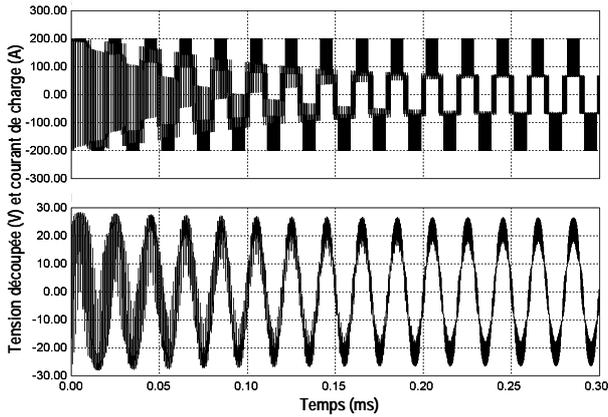


Figure III-4 Tension découplée et courant de charge avec $V_{C_j}(0) = 0$ - FC 4 niveaux - mise en évidence de l'équilibrage naturel

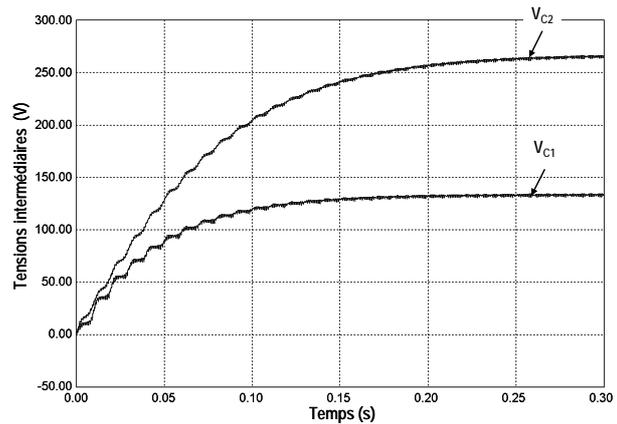


Figure III-5 Equilibrage naturel des tensions intermédiaires - $V_{C_j}(0) = 0$ - FC 4 niveaux

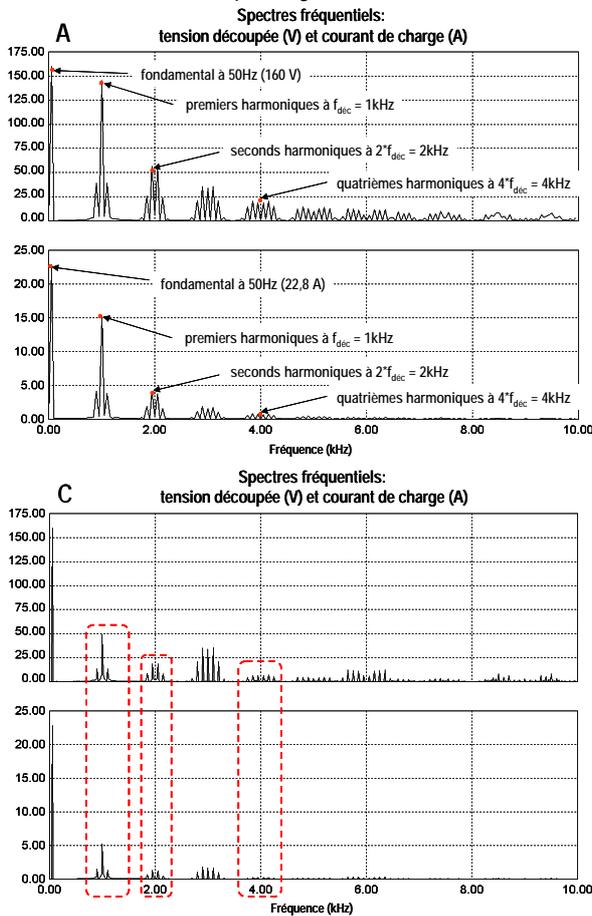


Figure III-6 Evolution des spectres fréquentiels de la tension découplée et du courant de charge en fonction du temps - FC 4 niveaux avec $V_{C_j} = 0$ - pour les intervalles :

(A) 0 à 20 ms déséquilibre total (B) 20 à 60 ms (C) 60 à 120 ms (D) 120 à 180 ms

Le convertisseur SMC, tout comme son homologue multicellulaire, est stable par nature à condition que le motif de commande respecte certaines symétries et que la source de courant possède une impédance finie, ce qui est presque toujours le cas. Néanmoins, cette stabilité inhérente implique une certaine constante de temps qui peut être un handicap dans certains cas, notamment lors de variations brutales du bus continu de par les surtensions qui apparaissent aux bornes des interrupteurs. De plus,

l'équilibrage naturel n'existe pas en cas de fonctionnement à vide ou lorsque le courant de charge est faible.

III.B.2. Machine d'Etats

L'une des particularités des convertisseurs multicellulaire et multicellulaire superposé est de posséder des états redondants au niveau de la commande pour atteindre les mêmes niveaux de tension en sortie. Ce degré de liberté est mis en évidence au premier chapitre de ce mémoire. Le modulateur doit de fait contrôler chaque bras en fonction de la référence en tension et incorporer des critères additionnels de sorte à définir pleinement l'état des interrupteurs à chaque instant de commutation. L'idée est d'utiliser ce degré de liberté, afin d'équilibrer les tensions aux bornes des cellules de commutation de ces structures. Cet objectif peut être atteint à l'aide d'une machine d'états. Cette technique, développée au sein du LEEI lors des activités de recherche postdoctorale du Dr. *Brendan P. McGrath*, est détaillée en Annexe A, puisqu'elle est utilisée au niveau de notre prototype. Il s'agit d'un algorithme en boucle ouverte qui attribue de manière cyclique les signaux de commande aux cellules de commutation, en fonction du niveau de tension défini par un modulateur [MCG][MCG3], peu importe le type de ce dernier. Validée expérimentalement pour les convertisseurs multicellulaire [MCG3] et multicellulaire superposé [BENA], cette technique assure l'équilibrage des tensions intermédiaires en régime permanent et préserve la propriété d'équilibrage naturel de ces dernières.

III.B.3. Circuit de Rééquilibrage – Principe de la Charge Minimale

Le paragraphe III.B.1 a permis de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions internes des topologies multicellulaires. Ce dernier est notamment fortement influencé par la nature de la charge et le point de fonctionnement : pour un fonctionnement à vide ou avec un courant de charge faible, le convertisseur n'est plus en mesure de se rééquilibrer.

Le circuit de rééquilibrage est un circuit auxiliaire qui permet de doper le phénomène d'équilibrage naturel permettant ainsi de s'affranchir des deux contraintes citées ci-dessus. Cette technique a été brevetée dans le cadre de la thèse de *Philippe Carrère* au LEEI [CAR][BRE3] et validée expérimentalement pour la première fois avec le banc d'essais de *Lucien Prisse* [PRI].

Pour que le rééquilibrage du montage soit possible, il est nécessaire d'assurer la circulation d'un courant minimum permettant l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants vers leurs valeurs de référence avec une dynamique appropriée. Nous savons que le phénomène d'équilibrage naturel provient des harmoniques de courant à $k \times f_{dec}$, k étant un entier positif non multiple de p ; ces derniers n'apparaissent qu'en cas de déséquilibre. Le circuit de rééquilibrage est de fait un circuit R-L-C résonant connecté en parallèle avec la charge (Figure III-7), qui agit sur ces harmoniques lorsqu'ils sont présents.

Il est dimensionné pour que la fréquence de résonance corresponde à la fréquence de découpage des interrupteurs et suffisamment sélectif pour générer des pertes négligeables en régime permanent :

- ✓ impédance élevée en régime permanent et pour les harmoniques multiples de $p \times f_{dec}$, de sorte à limiter la consommation d'énergie.

- ✓ impédance faible à $k \times f_{dec}, k \neq p$, afin de générer des harmoniques de courant importants.

Les harmoniques à $k \times f_{dec}, k < p$ sont les plus actifs pour équilibrer le convertisseur, notamment ceux à la fréquence de découpage.

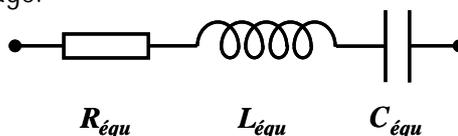


Figure III-7 Circuit de rééquilibrage

La synthèse du filtre de rééquilibrage s'effectue au regard de sa fonction de transfert :

$$T(s) = \frac{C_{\text{équi}} s}{L_{\text{équi}} C_{\text{équi}} s^2 + R_{\text{équi}} C_{\text{équi}} s + 1} \quad (\text{Eq. III-1})$$

en fonction de trois critères :

- ✓ La sélectivité du circuit qui est conditionné par le facteur d'amortissement :

$$z = \frac{R_{\text{équi}}}{2} \sqrt{\frac{C_{\text{équi}}}{L_{\text{équi}}}} \quad (\text{Eq. III-2})$$

et le facteur de qualité :

$$Q = \frac{1}{R_{\text{équi}}} \sqrt{\frac{L_{\text{équi}}}{C_{\text{équi}}}} \quad (\text{Eq. III-3})$$

Plus ce dernier est important et plus le filtre de rééquilibrage est sélectif.

- ✓ La fréquence de résonance imposée par la relation :

$$f_{\text{réson}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{équi}} C_{\text{équi}}}} \quad (\text{Eq. III-4})$$

✓ Limiter les pertes en régime permanent, directement proportionnelles à la résistance du circuit $R_{\text{équi}}$. Son augmentation induit une hausse des pertes, mais également une diminution des courants harmoniques contribuant au rééquilibrage. Le calcul des pertes aux fréquences $p \times f_{\text{déc}}$ et f_{mod} est détaillé dans [CAR].

La constante de temps du circuit R-L-C doit être inférieure à la fréquence de découpage :

$$\tau_{\text{équi}} = 2 \times \frac{L_{\text{équi}}}{R_{\text{équi}}} \quad (\text{Eq. III-5})$$

Néanmoins, il est important d'indiquer que les courants harmoniques dans le convertisseur n'ont pas le même niveau avec ou sans circuit de rééquilibrage. En effet, le courant circulant à travers les interrupteurs en sa présence est égal au courant de charge additionné du courant d'équilibrage. Il est donc essentiel de dimensionner le filtre en conséquence pour préserver les semi-conducteurs, notamment au regard des transitoires (dépassements).

Remarque : La bande de fréquence de $f_{\text{déc}}$ à $p \times f_{\text{déc}}$ est directement dépendante du nombre de cellules de commutation. Ainsi, pour un convertisseur multicellulaire ou multicellulaire superposé à 3 cellules, un circuit R-L-C à la fréquence de découpage peut suffire. Par contre, pour un nombre plus important de cellules, plusieurs filtres de rééquilibrage en parallèle accordés à $f_{\text{déc}}$, $2 \times f_{\text{déc}}$, etc. seront nécessaires pour permettre un rééquilibrage avec une dynamique suffisante.

L'action du filtre de rééquilibrage est illustré par la Figure III-8 pour un onduleur multicellulaire série 4 niveaux ayant : un bus continu égal à $E = 1800V$, une fréquence de découpage de $f_{\text{déc}} = 20kHz$, une charge composée de $R_{\text{ch}} = 10\Omega$ et $L_{\text{ch}} = 200\mu H$. La commande est une MLI classique telle que définie dans le premier chapitre de ce mémoire avec $f_{\text{mod}} = 250Hz$ et une profondeur de modulation $m = 0,9$. Les tensions internes sont préchargées à des valeurs différentes de leurs niveaux de référence : $V_{C1} = 400V$ et $V_{C2} = 600V$. Le circuit R-L-C utilisé a les paramètres suivants : $R_{\text{équi}} = 1\Omega$, $L_{\text{équi}} = 90\mu H$ et $C_{\text{équi}} = 700nF$, soit une fréquence de résonance $f_{\text{réson}} = 20052Hz$ (Figure III-9) correspondant à la fréquence de découpage et un facteur de qualité : $Q = 11,33$.

De manière générale, nous observons une stabilisation beaucoup plus rapide de la tension découpée et du courant de charge grâce à l'action du circuit R-L-C (Figure III-8A et Figure III-8C). Les tensions internes rejoignent leurs niveaux de référence en 2ms (Figure III-8D) contre 45ms environ sans circuit de rééquilibrage (Figure III-8B). La Figure III-8C illustre également l'amplitude du courant dans le circuit R-L-C : cette dernière atteint 200 A lors de la compensation du déséquilibre et 15 A en régime permanent.

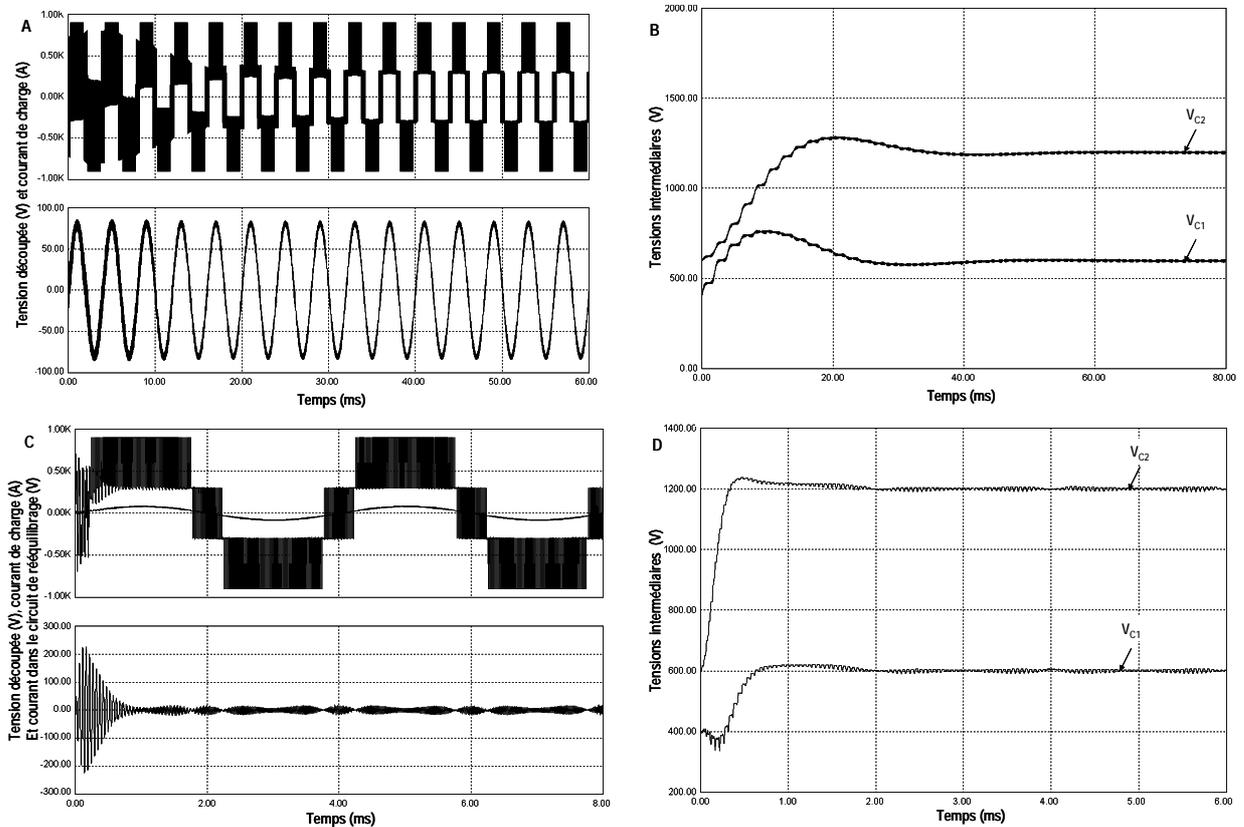


Figure III-8 Influence du circuit de rééquilibrage :

(A) Tension découpée et courant de charge sans RLC – (B) Tensions intermédiaires sans RLC
 (C) Tension découpée, courant de charge et courant dans le filtre de rééquilibrage– (D) Tensions intermédiaires avec RLC

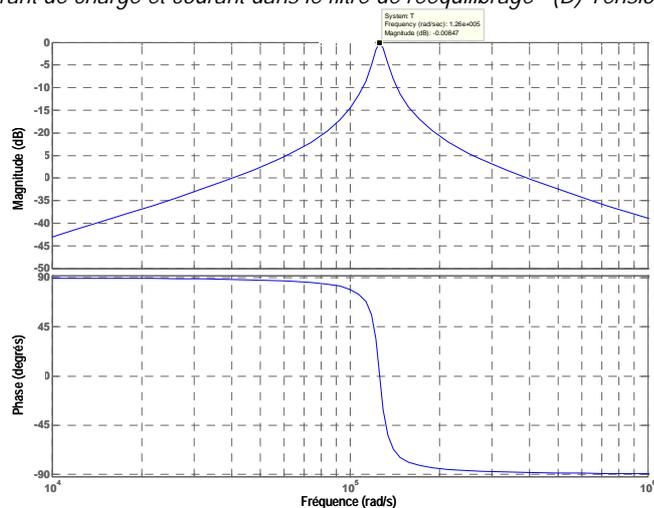


Figure III-9 Diagramme de Bode du circuit de rééquilibrage

Cette solution a été validée pour le convertisseur multicellulaire série [CAR] [PRI] et multicellulaire superposé [DEL2]. Une régulation peut être adaptée à ce circuit de rééquilibrage [BRE3] permettant de limiter ce dernier à un circuit R-L-C unique, lorsque le nombre de cellules de commutation est supérieur à 3.

Pour le SMC, la dynamique d'équilibrage des tensions internes est obligatoirement supérieure à une demi-période de modulation à cause de la commande, indifféremment des valeurs de $R_{équi}$, $L_{équi}$ et $C_{équi}$. En effet, un seul étage est utilisé durant $T_{mod}/2$, induisant uniquement la charge de la moitié des condensateurs flottants, les autres étant inactifs. Une commande spécifique par chevauchement, définie dans [DEL2], permet l'activation des deux étages en même temps et de fait la charge simultanée de tous les condensateurs de la structure. Cette dernière présente peu d'intérêts pour des conditions normales de fonctionnement vis-à-vis de la méthode classique, mais s'avère adaptée au démarrage ou en cas de variations brutales du bus continu, afin de diminuer le temps d'équilibrage du convertisseur.

Les avantages de cette solution sont : la simplicité de mise en œuvre et de la commande, l'absence de capteurs et, très important, les performances sont maintenues même pour un fonctionnement à vide. Le circuit R-L-C, de calibre certes moins important que les caractéristiques nominales du convertisseur, conserve toutefois un coût significatif. On peut noter que ce filtre a été utilisé dans un cadre industriel pour un convertisseur multicellulaire à 4 niveaux [MEY2].

III.C. EQUILIBRAGE EN BOUCLE FERMEE

L'équilibrage en boucle fermée de tensions internes peut être réalisé de deux manières différentes vis à vis de la commande, de manière :

- ✓ Externe : à l'aide d'un algorithme indépendant de la commande choisie. Il repose sur la notion d'égalisation des tensions cellules. La commande fournit le niveau de tension désiré en sortie et l'algorithme sélectionne les ordres de commande à appliquer aux interrupteurs.
- ✓ Interne : l'équilibrage est assuré par la loi de commande en jouant sur les degrés de liberté de la structure multicellulaire.

III.C.1. Equilibrage basé sur l'égalisation des tensions cellules

Cette approche a été développée par *Carlos Almeida Martins* lors de sa thèse au laboratoire [MART] et les résultats expérimentaux présentés sont issus de son mémoire.

Elle repose sur la notion d'égalisation des tensions cellules : si ces dernières sont égales, tous les condensateurs flottants sont aussi chargés à leurs tensions de référence.

La tension appliquée à un interrupteur à l'état bloqué de la structure SMC est la différence entre les tensions aux bornes des deux condensateurs flottants entourant la cellule concernée (Figure III-10) :

$$V_{cell_j} = V_{C_j} - V_{C_{j-1}} \quad (Eq. III-6)$$

Les tensions cellules dépendent donc de la configuration du bras (ordres de commande), ainsi que de la circulation du courant de charge, puisque ce dernier induit l'évolution des tensions V_{C_j} .

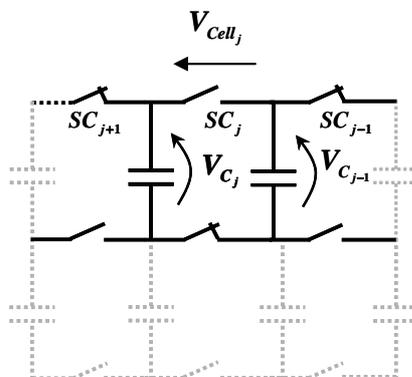


Figure III-10 Tension aux bornes d'une cellule de commutation à l'état bloqué d'un convertisseur SMC

Nous supposons que la commande n'implique l'évolution que d'une seule cellule à la fois.

La procédure de sélection du niveau de phase par le modulateur assure que, pendant une période d'échantillonnage, chaque niveau de tension de bras peut :

- ✓ augmenter d'une unité : dans ce cas, une seule cellule de commutation du bras doit passer de l'état «bloqué» ($SC = 0$) à l'état «amorcé» ($SC = 1$) ;
- ✓ diminuer d'une unité : dans ce cas, une seule cellule de commutation du bras doit passer de l'état «amorcé» ($SC = 1$) à l'état «bloqué» ($SC = 0$) ;
- ✓ rester inchangé : dans ce cas, aucune commutation ne sera effectuée au sein de ce bras et on conserve la configuration précédente.

Considérons, par exemple, le 1^{er} cas : passage de la cellule j de l'état bloqué à l'état passant ; niveau de tension (+1). Si le courant de charge I_s est positif, alors V_{Cell_j} diminue toujours ou reste constante après la commutation. Ce phénomène est illustré par la Figure III-11. Inversement, il est aisé de montrer que si $I_s < 0$, alors la tension aux bornes de la cellule j augmente toujours ou se maintient à son niveau d'origine.

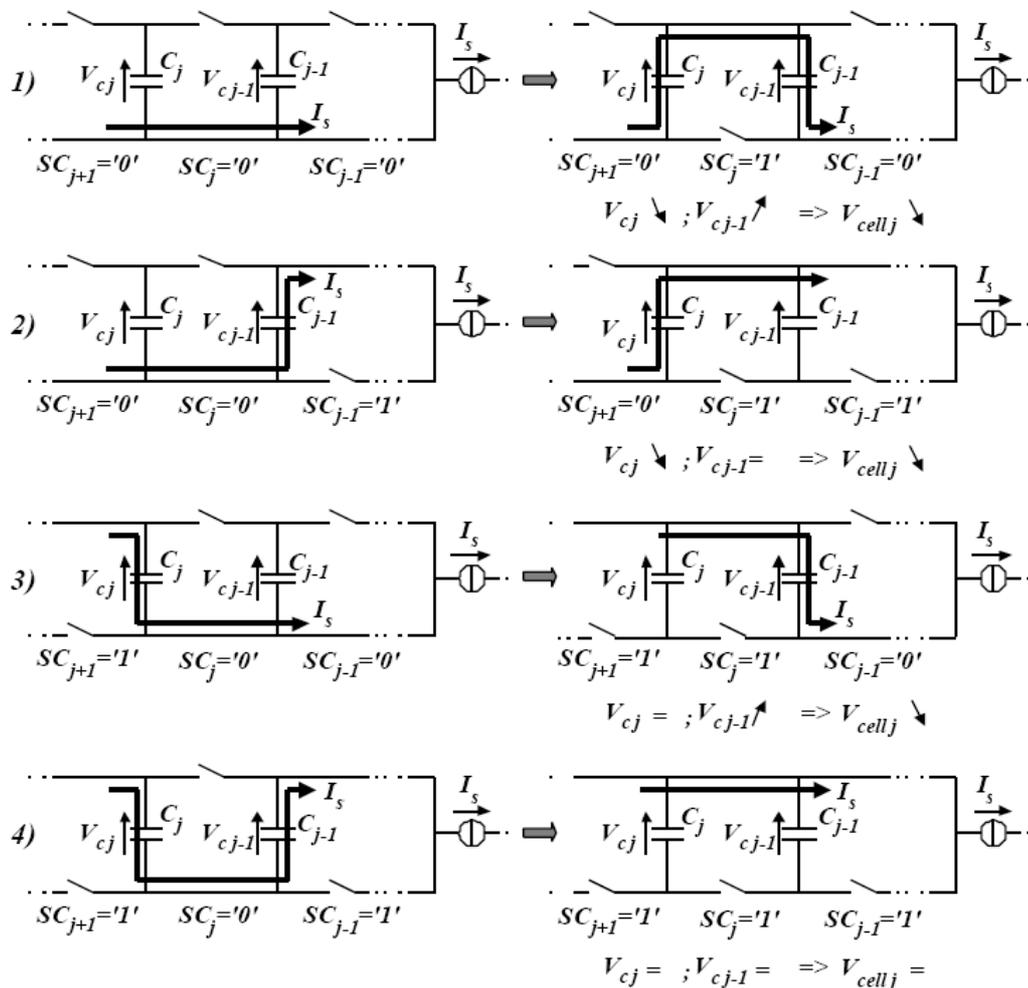


Figure III-11 Evolution de la tension cellule j de l'état bloqué à l'état amorcé après commutation

Ces deux constatations permettent ainsi de mettre en évidence les bases d'un algorithme de régulation. Lors de la hausse d'un niveau de phase (+1), si le courant de charge est positif, l'algorithme doit sélectionner la tension bloquée la plus haute, puisque son amorçage induira sa baisse, ou son maintien dans le pire des cas. Au contraire, si le courant de charge est négatif, l'algorithme choisira la tension bloquée la plus basse, impliquant son augmentation ou la conservation de son niveau.

Ces variations permettent de maintenir les tensions cellules à un niveau de référence donné. Cette approche est généralisée et le Tableau III-1 présente la table de sélection utilisée pour l'équilibrage des tensions cellules en fonction du signe du courant et de l'action envisagée sur le niveau de tension de chaque phase.

Cette technique d'équilibrage a été validée expérimentalement [MART] avec un onduleur multicellulaire triphasé 4 niveaux alimentant une machine asynchrone 22kW pour de fortes variations de la tension du bus continu ou de la vitesse de rotation (Figure III-12).

Action sur le niveau de phase	Signe du courant I_s	sélectionner parmi les cellules à l'état...	... celle ayant la tension V_{cellj} la plus...
maintenir (0)	NA	NA	NA
diminuer (-1)	< 0	" amorcé "	haute
diminuer (-1)	> 0	" amorcé "	basse
augmenter (+1)	< 0	" bloqué "	basse
augmenter (+1)	> 0	" bloqué "	haute

Tableau III-1 Table de sélection pour l'équilibrage des tensions cellules

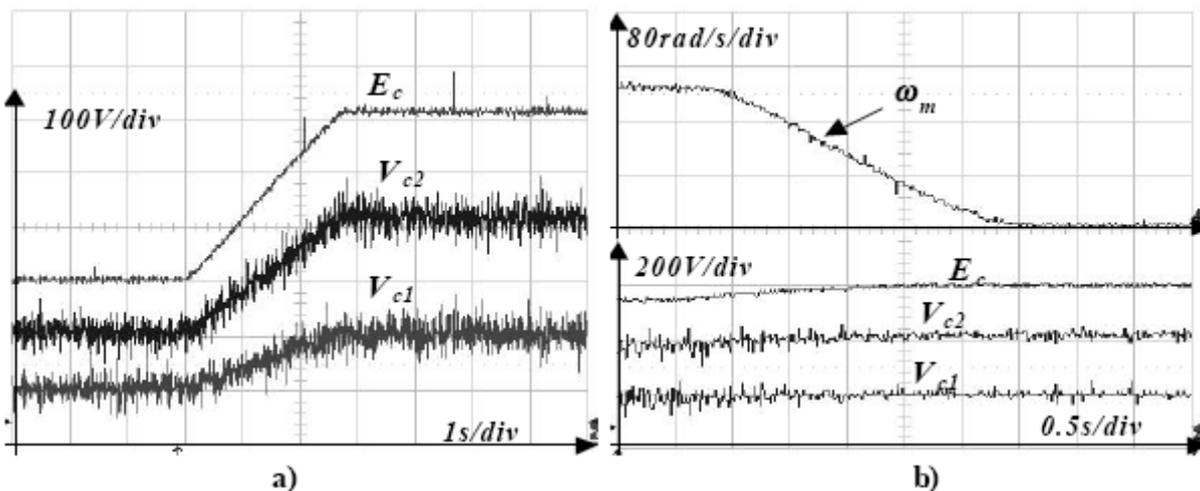


Figure III-12 Tensions aux bornes des condensateurs flottants d'une phase (expérimentation), durant: a) – une variation de la tension du bus continu ($\omega_m=13\text{Hz}$); b) – une variation de vitesse.

III.C.2. Commande en Boucle Fermée

Diverses méthodes de commande en boucle fermée incluant une régulation des tensions internes de la structure multicellulaire série ont été développées au sein du laboratoire. La plupart d'entre elles exploitent des degrés de liberté de la topologie autres que la redondance des états de la commande (utilisée pour la régulation en boucle ouverte). Il est possible d'agir sur les p rapports cycliques, sur les $(p - 1)$ déphasages inter-cellules ou sur les deux simultanément.

L'objectif de la commande en boucle fermée pour les convertisseurs multicellulaires série et superposé est double : il s'agit d'assurer la régulation des $(p - 1)$ tensions internes à leurs valeurs optimales $V_{C_j} = j \times E / p$, tout en assurant le contrôle des grandeurs de sortie, le courant de charge en général.

Trois types de modèles ont été développés pour le convertisseur multicellulaire série : le modèle aux valeurs moyennes [CAR], le modèle aux valeurs instantanées [TAC] et le modèle harmonique [CAR] :

✓ Le *modèle instantané* représente fidèlement l'état des cellules du convertisseur à l'échelle de la période de découpage. Tous les phénomènes harmoniques ou haute fréquence seront présents dans ce modèle.

✓ Le *modèle moyen* est obtenu en remplaçant chaque grandeur par sa valeur moyenne glissante sur une période de découpage T_{dec} . Ce modèle est donc continu et a servi à faire la synthèse d'un certain nombre de lois de commande non linéaires.

✓ Le *modèle harmonique* permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques.

Chacun d'entre eux peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les $(p - 1)$ déphasages inter-cellules simultanément.

Ce paragraphe décrit de manière concise les différentes commandes mises en œuvre, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Ces dernières peuvent être classées en trois catégories : la commande en durée, la commande en amplitude et la commande par déphasage. Ces méthodes, établies à l'origine pour la structure multicellulaire série, sont bien entendu applicables au cas du convertisseur multicellulaire superposé.

a. Commande en durée – Utilisation du modèle moyen

Les interrupteurs de la commande en durée sont commandés par les signaux de sortie d'un modulateur MLI ayant en entrée une grandeur continue issue de la loi de commande. La modulation définit alors, en fonction de l'amplitude du signal d'entrée, le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur commandé et sa période de découpage T_{dec} .

La conversion d'énergie s'effectue en modulant le temps de conduction des semi-conducteurs. Les grandeurs de commande sont donc, pour un convertisseur p cellules, les rapports cycliques $\alpha_{j,j=1,\dots,p}$ des cellules de commutation. Le modèle servant de base pour la synthèse de ces lois de commande est le modèle moyen sur la période de découpage.

Le modèle moyen du convertisseur multicellulaire fait apparaître des systèmes multi-entrées/multi-sorties, qui se caractérisent par des phénomènes de couplage dans la mesure où l'application d'un signal sur une entrée entraîne généralement une variation sur plusieurs sorties. La première étape de synthèse de ce type de commande consiste de fait à linéariser et découpler le système non linéaire affine multi-entrée multi-sortie Σ défini tel que :

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{X} = f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X) u_k \\ y_j = h_j(X) \end{cases} \quad (Eq. III-7)$$

où $j \in \{1, \dots, p\}$.

Des régulateurs linéaires de type PI, IP et autres sont ensuite utilisés, afin d'obtenir les performances dynamiques et statiques désirées. Ces lois de commande sont référencées comme des *commandes non interactives*.

On distingue deux types de commandes non interactives : la commande découplante linéaire [TAC] et la commande par linéarisation exacte [GAT]. La première repose sur une linéarisation autour d'un point

de fonctionnement du convertisseur, tandis que la seconde utilise une linéarisation exacte du système. Nous allons à présent présenter brièvement ces deux méthodes.

a.1. Commande découplante linéaire

Cette approche a été développée par *Olivier Tachon* durant sa thèse au laboratoire [TAC] et les résultats expérimentaux présentés sont issus de son mémoire.

La commande non-interactive linéaire repose sur la théorie de découplage par réaction d'état avec précompensation et permet ainsi de minimiser les phénomènes de couplage. Elle assure la régulation des tensions internes du convertisseur multicellulaire série ainsi que le contrôle du courant de charge, tout en imposant les dynamiques d'évolution de celles-ci.

La première étape de synthèse de cette loi de commande consiste à linéariser le système Σ autour d'un point de fonctionnement ; le système matriciel linéaire S résultant est le suivant (Figure III-13) :

$$S : \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{Eq. III-8})$$

L'objectif est ensuite de déterminer une loi de commande de la forme : $u = -Rx + Lx_{ref}$ constituée d'un retour d'état Rx et d'une précompensation Lx_{ref} tel que le système en boucle fermée :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BR)x + BLx_{ref} \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{Eq. III-9})$$

soit découplé au sens entrées-sorties (Figure III-14).

La matrice de transition d'état $A_d = A - BR_1$ en boucle fermée est diagonale. Le système multi-variable initial est transformé en plusieurs systèmes mono-variables découplés, comme illustré par la Figure III-15. Le réglage des boucles de régulation est effectué indépendamment les unes des autres en imposant les modes sur les variables d'état en boucle fermée.

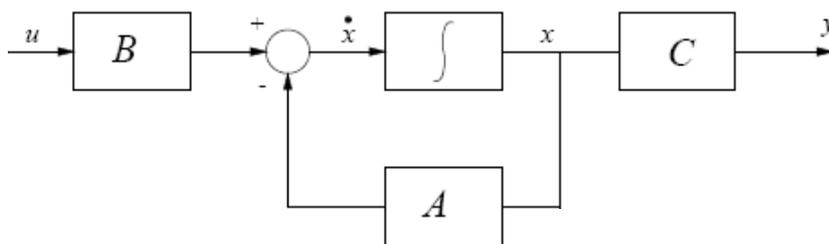


Figure III-13 Représentation par retour d'état du système S

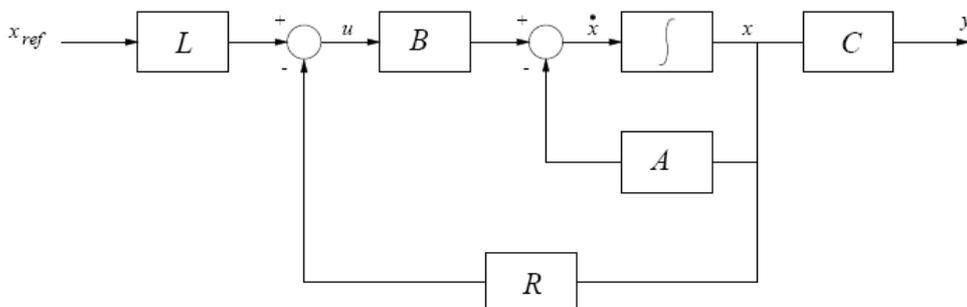


Figure III-14 Compensation du système S

Les étapes de calcul de R et L sont définies dans [TAC]. Pour un convertisseur multicellulaire, ces matrices dépendent :

- ✓ Des caractéristiques du convertisseur : $E, C_{j,j=1,\dots,p}$;
- ✓ Des caractéristiques de la charge : R_{ch}, L_{ch} ;
- ✓ Du point de fonctionnement autour duquel est effectuée la linéarisation du modèle moyen ;
- ✓ Des dynamiques imposées sur les variables d'état $s_{i,i=1,\dots,m}$. La dynamique du courant de charge doit être choisie en fonction de la fréquence du courant de référence, afin de limiter les atténuations sur le courant de charge. Celles des tensions intermédiaires dépendent de la présence ou non d'un filtre d'entrée. Dans cette hypothèse, la bande passante des boucles de régulation doit être supérieure à celle du filtre d'entrée, afin que les tensions internes suivent correctement les fluctuations de la tension d'alimentation.

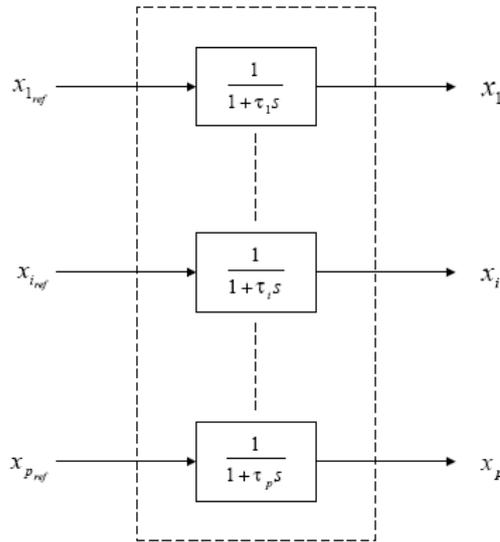


Figure III-15 Système découplé par la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement

Afin d'annuler l'erreur statique du courant, un correcteur PI doit être ajouté au niveau de la régulation du courant de charge. Le dimensionnement de ce correcteur est effectué de sorte à conserver les propriétés du découplage et les caractéristiques dynamiques des boucles de contrôle lors de variation de la tension d'alimentation.

Cette loi de commande a été validée expérimentalement au sein du LEEI pour un hacheur multicellulaire série 3 cellules alimentant une charge R-L. La Figure III-16 montre les résultats expérimentaux obtenus avec la commande non-interactive pour un démarrage du convertisseur et une variation brutale du bus continu.

Les avantages de cette méthode sont multiples : un fonctionnement découplé de chacune des variables d'état ; le découplage est assuré lors d'une variation du courant de référence ; bien que dimensionnée autour d'un point d'équilibre, la robustesse de cette commande est bonne vis-à-vis de variations importantes des paramètres électriques (résistance et inductance de charge, valeurs des condensateurs flottants, signaux de commande). L'influence de ces paramètres est maîtrisée et peut être minimisée en insérant une correction PI sur les boucles de régulation. Le domaine de validité de cette commande reste tout de même limité.

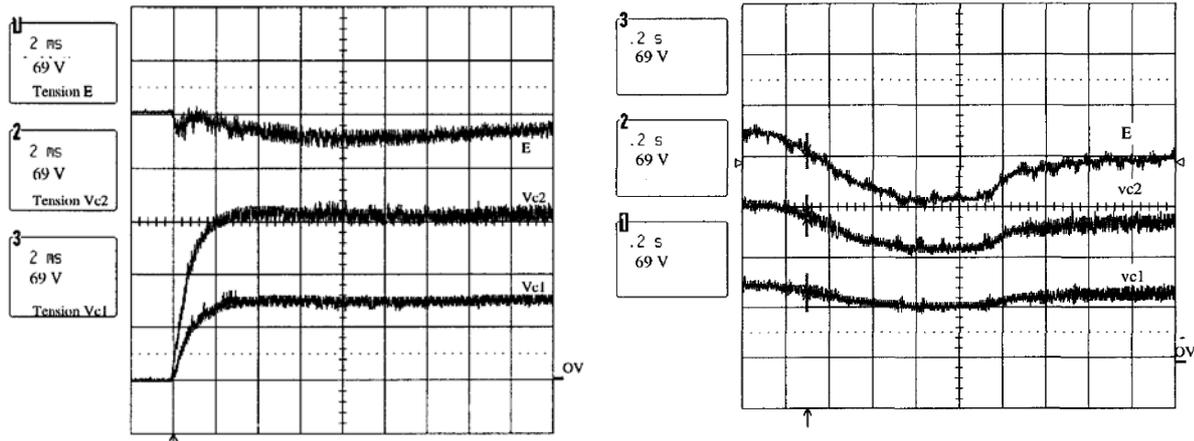


Figure III-16 Tension aux bornes des condensateurs flottants pour :
 (a) Phase de démarrage – (b) Variation brutale de la tension d'alimentation

a.2. Commande par découplage entrées/sorties

Cette approche a été développée par *Guillaume Gateau* durant sa thèse au laboratoire [GAT] et les résultats expérimentaux présentés sont issus de son mémoire.

La commande par découplage entrées/sorties repose sur la méthode de découplage par linéarisation exacte des variables d'état représentatives du convertisseur. Cette méthode transforme un système dynamique non linéaire en un système partiellement ou totalement linéaire. Elle est indépendante du point de vue fonctionnement, même si certains problèmes de singularités persistent.

La première étape de synthèse de cette loi de commande consiste à linéariser et découpler le modèle moyen du convertisseur multicellulaire Σ . Ce dernier peut s'écrire sous la forme affine en commande :

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (Eq. III-10)$$

Le découplage du système s'effectue par application d'un retour d'état non linéaire : $u = \alpha(x) + \beta(x)$ illustré par la Figure III-17. Les étapes de calcul de α et β sont définies dans [GAT].

Le système découplé s'écrit sous la forme (Figure III-18) :

$$\dot{x} = v \quad (Eq. III-11)$$

Le découplage par linéarisation exacte est ensuite associé à des boucles de régulation Proportionnel ou Intégral Proportionnel ; ce second bouclage permet d'imposer les dynamiques désirées.

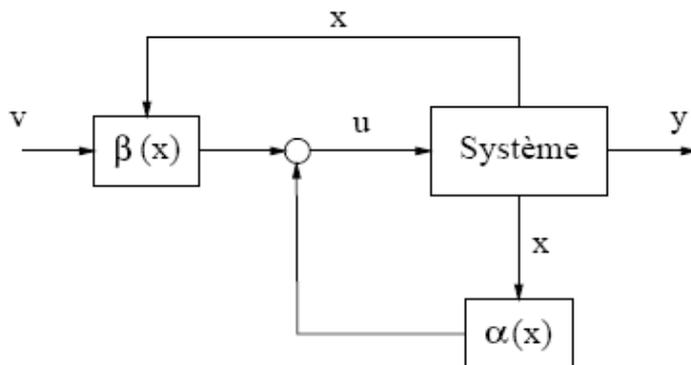


Figure III-17 Découplage par linéarisation exacte du système

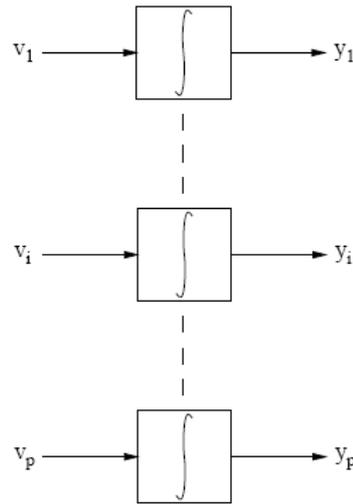


Figure III-18 Système découplé par la méthode de linéarisation exacte

La commande découplante par retour d'état non linéaire présente de bonnes performances dynamiques, avec un découplage efficace des différentes variables d'état. Sa plage de validité est plus conséquente que la méthode précédente, car elle repose sur une linéarisation exacte du système, et elle est applicable à diverses structures multicellulaires. Cette approche nécessite toutefois une connaissance précise des paramètres du convertisseur.

Il apparaît des points singuliers au voisinage desquels la commande découplante non linéaire perd sa validité. Ces points sont le passage par zéro du courant de charge ($I_s = 0$) et de la tension du bus continu ($E = 0$). Dans ces conditions de fonctionnement, le système n'est en effet plus commandable. Dans le cas d'un montage en hacheur, ces points singuliers ne sont pas vraiment gênants, car ils sont en marge de la plage de fonctionnement habituelle. En revanche, dans le cas d'un onduleur multicellulaire, le courant de charge s'annule deux fois par période fondamentale. Il est alors nécessaire d'introduire une limitation du courant mesuré, de manière à éviter le point ($I_s = 0$). La valeur de I_{Sat} est choisie suffisamment petite pour assurer une plage de découplage maximale et pour ne pas saturer les commandes lors du passage par 0 du courant de charge.

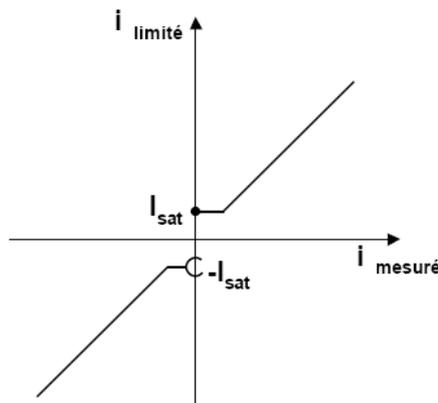


Figure III-19 Limitation du courant utilisé pour la procédure de découplage d'un onduleur

L'inconvénient majeur de cette commande provient d'une éventuelle saturation des rapports cycliques, lorsque le convertisseur est soumis à une variation brutale de la tension d'alimentation. Cependant, ce problème peut être minimisé grâce à une procédure de gestion des saturations : soit au courant découplé, soit à un déséquilibre réduit des tensions cellules grâce à un seuil de sécurité.

Ces deux lois de commande ont été validées expérimentalement au sein du LEEI pour un convertisseur multicellulaire série 3 cellules. La Figure III-20 illustre les résultats obtenus avec la commande découplante entrées-sorties et un bouclage de type IP pour un fonctionnement en mode hacheur. La contrainte en tension est parfaitement répartie sur les différents interrupteurs.

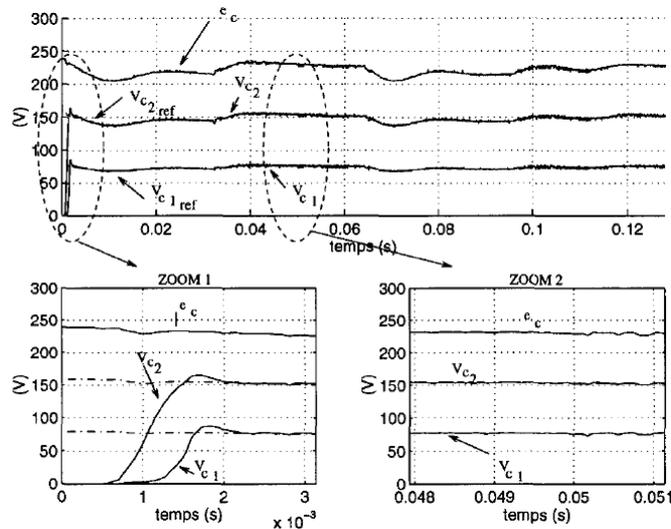


Figure III-20 Tensions aux bornes des condensateurs flottants pour un démarrage du hacheur

b. Commande en amplitude – Utilisation du modèle instantané

Cette stratégie de commande consiste à définir l'état des interrupteurs directement en fonction des variables d'état du système ; l'objectif étant d'atteindre les grandeurs de référence en un nombre minimum de commutations. L'application la plus répandue de cette stratégie de commande est sans doute la commande par fourchette de courant.

Pour les convertisseurs multicellulaires, une commande par mode glissant a été étudiée par *Dominique Pinon* durant la réalisation de sa thèse au laboratoire [PIN]. Elle repose sur le modèle instantané du convertisseur et consiste à imposer directement l'état des interrupteurs à partir d'une loi de commutation adéquate. Cette commande a montré des résultats dynamiques nettement meilleurs que les précédentes et une bonne robustesse quant aux variations paramétriques du convertisseur. Les principaux inconvénients de cette commande sont : une fréquence de découpage variable et l'apparition d'une dissymétrie lorsque le rapport cyclique équivalent est inférieur à 0,5 pour un FC à 2 cellules. Une commande en triangle permet de résoudre ce problème, mais cette approche est difficilement généralisable pour un convertisseur avec un nombre élevé de cellules.

Durant sa thèse, *Dominique Pinon* a montré que l'adjonction d'un modulateur avec une commande par mode glissant permettait d'imposer la phase et la fréquence des signaux de commande tout en ayant de bonnes performances statiques et dynamiques. Cette commande, appelée commande par mode glissant à fréquence fixe, appartient plutôt à la catégorie des commandes en durée, mais présente des performances sensiblement meilleures. Contrairement aux autres commandes en durée, cette dernière utilise la saturation des rapports cycliques pour atteindre des dynamiques élevées, qui sont particulièrement visibles lors de transitoires.

c. Commande par déphasage – Utilisation du modèle harmonique

Cette commande a été développée par *Guillaume Gateau* [GAT] au cours de sa thèse et les résultats expérimentaux présentés sont issus de son mémoire.

La *commande floue par inversion du modèle harmonique* utilise certains concepts de la logique floue et repose sur le modèle harmonique du système pour la description dynamique du convertisseur multicellulaire.

$$\Sigma : \begin{cases} [\dot{X}] = A(\underline{R}, \underline{\Phi})[X] + B(\underline{R}, \underline{\Phi}).E \\ [y] = [X] \end{cases} \quad (\text{Eq. III-12})$$

\underline{R} et $\underline{\Phi}$ sont respectivement les vecteurs rapport cyclique et phase appliqués à chaque cellule. Les indications relatives à la détermination du modèle harmonique et de ses éléments sont définis dans [CAR], [GAT] et [DAV].

A présent, les rapports cycliques sont considérés tous identiques et constituent la grandeur de réglage pour le courant de charge. Les variations des signaux de commande sont utilisées pour forcer le rééquilibrage des tensions condensateurs et le rapport cyclique R pour commander le courant de sortie. Le vecteur de commande est donc réduit à p composantes :

$$\underline{U} = [R \ \Phi_2 \ \dots \ \Phi_p]^T \quad (\text{Eq. III-13})$$

Les matrices A et B sont fonction du vecteur de commande. Le schéma du modèle d'état est présenté par la Figure III-21.

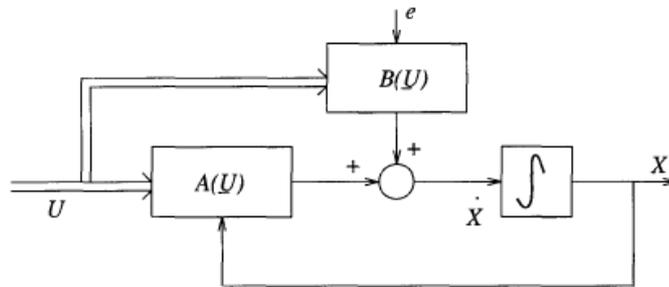


Figure III-21 Schéma du modèle d'état

La commande floue par inversion du modèle harmonique consiste à construire une base de données reliant les variations des tensions aux différentes combinaisons possibles des entrées (Figure III-22).

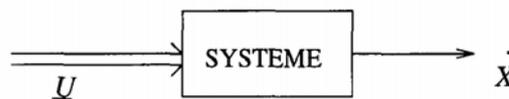


Figure III-22 Principe de génération d'une base de connaissance

Pour chaque combinaison des entrées, on mémorise la variation obtenue sur le vecteur d'état observée à partir du calcul du modèle harmonique. On construit alors à partir de cette base de données un système d'inversion représenté en Figure III-23. Un système de commande floue est utilisé ensuite hors ligne à l'aide du résultat de l'inversion du système. Le schéma du système de commande en boucle fermée est illustré en Figure III-24.

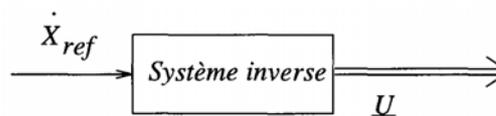


Figure III-23 Principe de commande par inversion

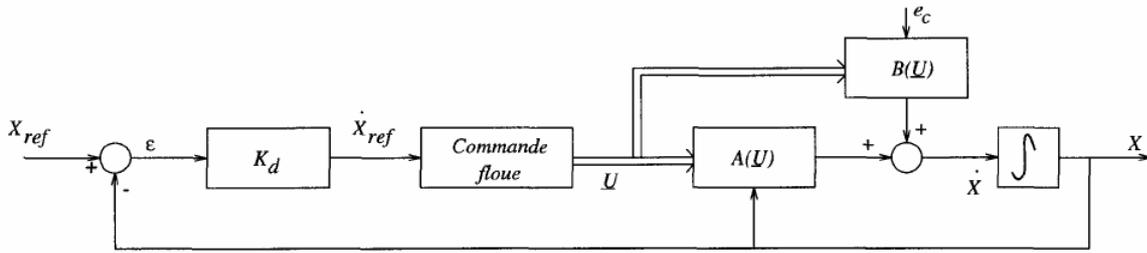


Figure III-24 Structure du système en boucle fermée

Cette approche a été validée en simulation pour des onduleurs multicellulaires 3 et 4 cellules. La Figure III-25 montre la tension du bus continu et les tensions intermédiaires pour un échelon négatif de tension dans le cas du FC 4 niveaux.

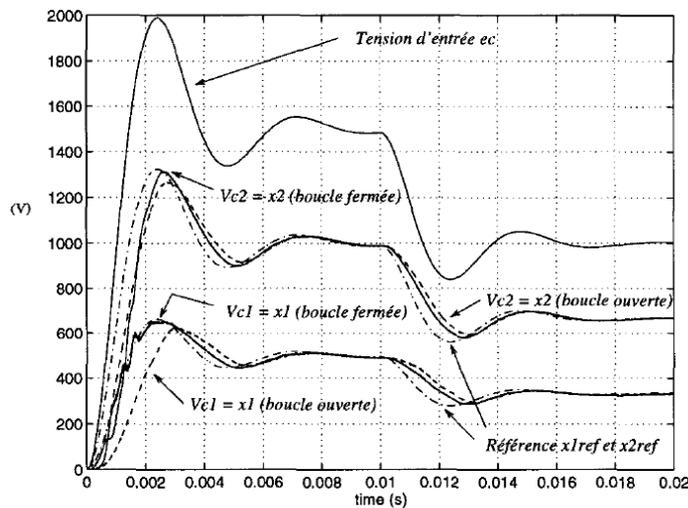


Figure III-25 Tensions aux bornes des condensateurs pour un échelon négatif de -500 V – résultats de simulation

En plus d'une complexité de conception, cette commande nécessite un temps de calcul important pour des performances dynamiques moyennes. Son principal atout est une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques.

III.D. CONCLUSION ET ENJEUX DE LA RECHERCHE EFFECTUEE

L'équilibrage des tensions aux bornes des cellules de commutation des convertisseurs multicellulaires série et superposé revêt un caractère très important, car il conditionne la survie de ces topologies et contribue à la qualité spectrale de leurs grandeurs de sortie.

La première partie de ce chapitre introduit les méthodes d'équilibrage en boucle ouverte. Nous avons tout d'abord mis en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions internes. Cette propriété intervient à condition que le motif de commande respecte certaines symétries (déphasage inter-cellule de $2\pi/p$ et rapports cycliques égaux) et que la source de courant possède une impédance finie, ce qui est presque toujours le cas. Néanmoins, cette stabilité inhérente implique une certaine constante de temps qui peut être un handicap dans certains cas, notamment en cas de variations brutales du bus continu. De plus, ce phénomène n'intervient pas en fonctionnement à vide ou lorsque le courant de charge est trop faible. Ces deux inconvénients peuvent être résolus à l'aide d'un circuit de rééquilibrage qui permet de doper l'action des harmoniques de courant responsables de l'équilibrage naturel. Cette solution consiste à connecter un filtre R-L-C résonant en parallèle avec la charge ; il assure une charge minimale permettant ainsi le fonctionnement à vide et diminue la constante de temps du rééquilibrage

en réduisant l'impédance de la source de courant à la fréquence $p \times f_{dec}$. Cette technique présente toutefois un coût significatif de par le dimensionnement relatif aux transitoires et aux harmoniques de courant.

La deuxième partie a introduit les méthodes de régulation en boucle fermée des tensions internes, soit à travers une méthode de régulation indépendante : l'équilibrage par égalisation des tensions cellules, soit grâce à des commandes spécifiques développées au sein du laboratoire.

La méthode d'équilibrage par égalisation des tensions cellules permet un découplage entre la sélection du niveau de tension désiré, déterminé par le modulateur, et la distribution des événements de commutation. Cette solution exploite l'un des degrés de liberté des structures multicellulaires : les redondances des états de la commande pour l'obtention d'un niveau de tension en sortie. Elle constitue une méthode simple et performante de contrôle actif des tensions intermédiaires et repose sur des règles de sélection en fonction des variations des niveaux de tension et du signe du courant de charge. Constituant toujours un handicap en fonctionnement à vide, cette technique présente une solution attrayante qui doit être développée, car elle est indépendante de la stratégie de commande du convertisseur lui-même.

Finalement, la dernière section de ce chapitre introductif a présenté diverses commandes des convertisseurs multicellulaires intégrant une régulation en boucle fermée des tensions internes et un contrôle du courant de sortie. Ces lois de commande sont différenciables en trois grandes catégories : les commandes en durée, en amplitude ou en déphasage. Chacune d'entre elles exploite un modèle particulier (moyen, instantané ou harmonique) de la structure en utilisant un degré de liberté du convertisseur multicellulaire : les p rapports cycliques des cellules de commutation (commande en durée), les $(p-1)$ déphasages inter-cellules ou sur les deux simultanément (commande en déphasage).

La commande en amplitude impose, quant à elle, directement les ordres de commande.

En définitive, les méthodes de régulation des tensions internes des structures multicellulaires série et superposée nécessitent la connaissance de ces grandeurs électriques. Ces informations peuvent être obtenues à partir de mesures directes des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Néanmoins, ces tensions possèdent une forte amplitude et une composante de mode commun importante. De plus, un convertisseur SMC triphasé 7 niveaux requiert douze capteurs de tension différentiels et deux pour le bus continu. Le coût de ces capteurs est significatif et d'autres solutions peuvent s'avérer intéressantes.

Ces données étant indispensables à la stratégie de commande, les signaux de commande ainsi que certaines informations disponibles peuvent être utilisées :

- ✓ **Equation en tension** : la combinaison des ordres de commande définit comment les tensions aux bornes des condensateurs sont associées afin d'obtenir la tension découpée actuelle.

- ✓ **Equation en courant** : la combinaison des tensions aux bornes des cellules de commutation indique à travers quels condensateurs flottants circule le courant, ce qui définit implicitement les dérivées de ces dernières.

Il est à noter que l'utilisation des combinaisons des signaux de commande associées à un capteur permet d'obtenir deux types d'informations concernant les condensateurs flottants :

- ✓ Associées à un capteur de tension de sortie, une information directe concernant l'état des tensions aux bornes des condensateurs flottants est obtenue.

- ✓ Associées à un capteur de courant de charge, une information concernant les dérivées de ces tensions est acquise.

Le premier phénomène peut être utilisé pour créer un reconstruteur de tensions, le second pour construire un émulateur, i.e. une simulation en temps réel du système. Combinées, ces deux approches permettent de développer une technique d'estimation qui se comporte comme un observateur.

Il est important d'indiquer que, dans notre cas, la méthode d'estimation des tensions internes doit répondre à plusieurs critères en accord avec la stratégie de contrôle actif de ces grandeurs développée par *Carlos Martins* (cf. III.C.1). Elle doit en effet reproduire de manière quasi-analogique la dynamique d'évolution de ces tensions intermédiaires, à savoir leurs ondulations, et ceci en tenant compte des phénomènes de commutation.

La seconde partie de ce mémoire traite de l'observation des tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure SMC à travers les deux méthodes explicitées ci-dessus, ainsi qu'un observateur à modes glissants. Ceux-ci font l'objet des trois chapitres suivants.

CHAPITRE IV

RECONSTRUCTION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

IV.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE

Le contrôle actif des tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur SMC revêt un caractère très important parce qu'il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition correcte des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Pour assurer ce contrôle, il est alors nécessaire de mesurer ces tensions. Néanmoins, les niveaux de tension et de puissance font que la mesure est délicate et très coûteuse. C'est pour cette raison que nous nous sommes dirigés vers l'étude d'un estimateur de tensions intermédiaires dédié à cette topologie. La Figure IV-1 rappelle la problématique liée au contrôle actif des tensions aux bornes des cellules de commutation.

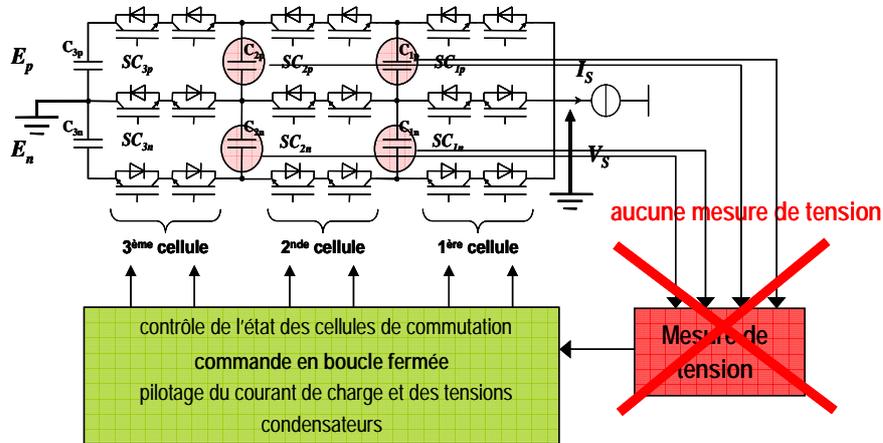


Figure IV-1 Problématique liée au contrôle actif des tensions aux bornes des cellules de commutation

Si nous effectuons un état des différentes quantités connues avant la mise en place de la méthode d'estimation (Figure IV-2), il apparaît que :

- ✓ Le bus continu est toujours mesuré au niveau industriel pour des raisons de sécurité ;
- ✓ Le modulateur du convertisseur fournit l'état des interrupteurs de la structure grâce aux ordres de commande de ceux-ci ;
- ✓ La commande en boucle fermée de l'onduleur implique en général la mesure des courants de phase qui sont précisément ceux circulant à travers les condensateurs flottants.

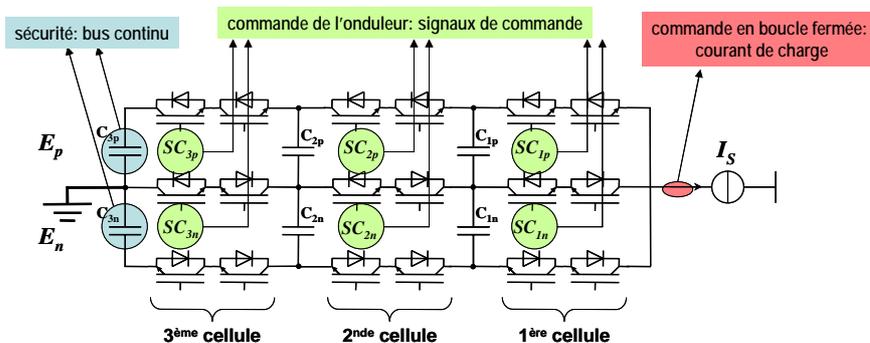


Figure IV-2 Etat des quantités connues pour méthode d'estimation

Ces grandeurs regroupent un certain nombre d'informations qui peuvent être utilisées et adaptées en fonction de nos objectifs. Dans un premier temps, nous avons choisi de ne pas tenir compte des courants de phase. La prise en compte du courant de phase sera présentée dans le chapitre V. Nous avons préféré approfondir dans un premier temps une méthode plus simple fondée sur une mesure de tension par phase : la reconstruction.

IV.B. PRINCIPE DE LA METHODE DE RECONSTRUCTION

La technique de reconstruction consiste à déterminer une image de chaque tension intermédiaire en fonction de la tension découpée, de la tension du bus continu et des combinaisons des ordres de commande [ESP]. Ces derniers indiquent quelle tension intermédiaire varie. Cette méthode nécessite donc la connaissance de ces grandeurs à tout instant qui doivent être mesurées ou collectées. Les demi-bus continus étant toujours mesurés pour des raisons de sécurité, la technique de reconstruction ne nécessite donc que l'ajout d'un seul capteur de tension par phase.

La Figure IV-3 présente les différentes entrées (tension découpée, tension du bus continu et signaux de commande) et sorties (tensions intermédiaires reconstruites) essentielles à la technique de reconstruction. Les calculs de l'algorithme sont effectués à une certaine période d'échantillonnage et les estimées peuvent être considérées à la fois comme des entrées et des sorties du procédé, puisque les quantités calculées à l'instant $t_k = k.T_e$ sont utilisées pour déduire celles à l'instant t_{k+1} . La MLI est une modulation intersective classique en boucle ouverte.

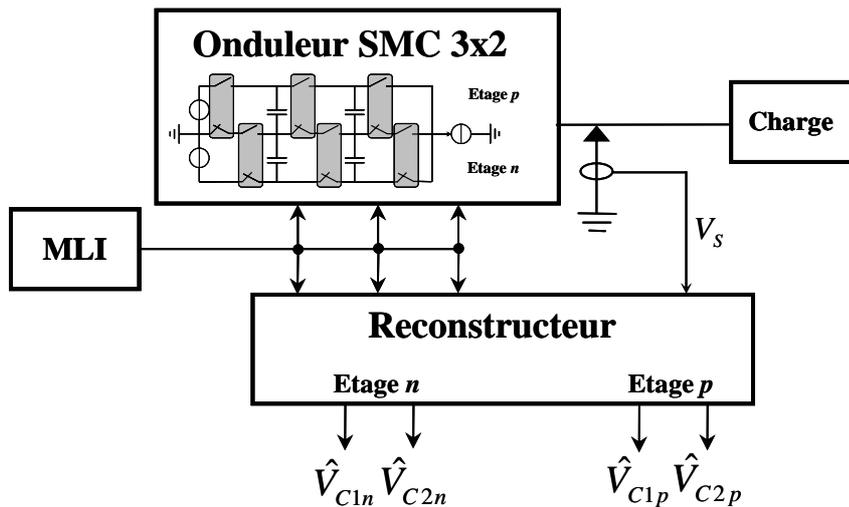


Figure IV-3 Entrées/sorties de la technique de reconstruction

IV.B.1. Equation du système (en tension)

A chaque instant, la tension de sortie V_S d'un l'onduleur SMC est une combinaison linéaire des tensions aux bornes des condensateurs flottants et des demi-bus continus. Pour un SMC 3x2 monophasé (Figure IV-4), par exemple, nous obtenons l'expression suivante :

$$V_S = (SC_{1p} - SC_{2p})V_{C1p} + (SC_{2p} - SC_{3p})V_{C2p} + SC_{3p}.E_p + (SC_{1n} - SC_{2n})V_{C1n} + (SC_{2n} - SC_{3n})V_{C2n} - (1 - SC_{3n}).E_n \quad (Eq. IV-1)$$

Les signaux de commande pondèrent la répartition des tensions intermédiaires et déterminent leurs poids sur la formule de la tension de sortie.

En étudiant les diverses configurations possibles d'un onduleur SMC monophasé, il apparaît que toutes ces dernières n'ont pas besoin d'être utilisées et avec la stratégie de modulation appropriée, nous montrons que pour une tension de sortie positive les ordres de commande de l'étage inférieur sont

égaux à 1, ce qui a pour conséquence d'annuler les trois derniers termes de l'équation ci-dessus. Inversement, pour une tension de sortie négative, SC_{1p} , SC_{2p} et SC_{3p} sont nuls et les trois premiers termes s'annulent.

Ainsi,

$$\begin{cases} \text{si } V_S > 0 \text{ alors } V_S = (SC_{1p} - SC_{2p})V_{C1p} + (SC_{2p} - SC_{3p})V_{C2p} + SC_{3p} \cdot E_p \\ \text{si } V_S < 0 \text{ alors } V_S = (SC_{1n} - SC_{2n})V_{C1n} + (SC_{2n} - SC_{3n})V_{C2n} - (1 - SC_{3n})E_n \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-2})$$

La tension de sortie de l'onduleur est par conséquent à tout instant soit nulle soit une combinaison linéaire d'une ou deux tensions intermédiaires. Il apparaît aussi que pour certaines combinaisons des ordres de commande, l'expression de la tension de sortie ne dépend que d'une seule tension intermédiaire ; cette dernière peut alors être directement déduite. Ce cas particulier sera appelé par la suite mesure *directe*.

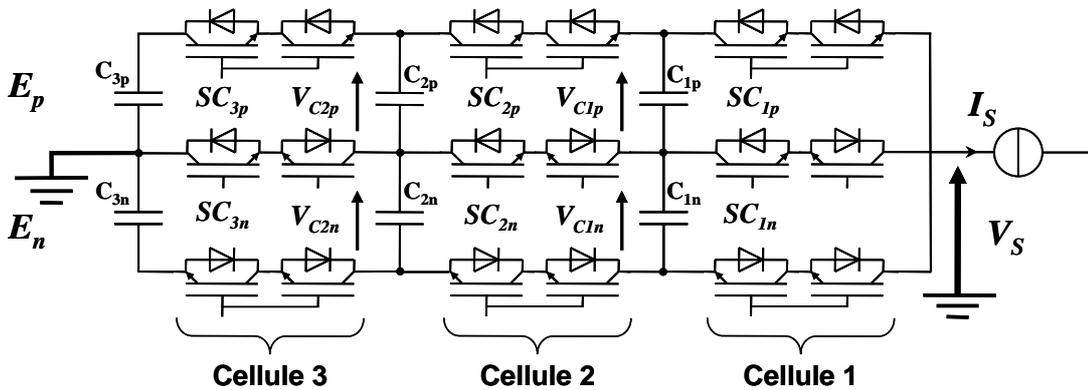


Figure IV-4 Convertisseur SMC 3x2 monophasé : reconstruction des tensions intermédiaires

IV.B.2. Approche des mesures dites Directes et Indirectes

Le principe fondamental de la technique de reconstruction consiste donc à inverser un tableau comme présenté par la Figure IV-5. Ce tableau regroupe les divers états du convertisseur SMC 3x2 en fonction des ordres de commande, ainsi que l'expression de la tension de sortie résultante (Tableau IV-1).

Deux approches différentes doivent toutefois être considérées :

- ✓ Lorsque la tension de sortie de l'onduleur ne dépend que d'une seule tension intermédiaire ou est une combinaison linéaire d'un demi-bus continu et d'une tension intermédiaire, une reconstruction directe de cette dernière est possible. Ces états du convertisseur sont référencés comme des mesures dites *Directes* et ils correspondent aux cas grisés 2, 4, 5 et 7 du Tableau IV-1.

- ✓ Lorsque la tension de sortie de l'onduleur est une combinaison linéaire de deux tensions intermédiaires, aucune reconstruction directe n'est possible et une autre approche doit être développée. Cette dernière fait appel à des mesures qui sont considérées comme *Indirectes* (cas non grisés du Tableau IV-1).

Il est également à noter que les cas 1 et 8 du Tableau IV-1 sont inutilisables, car aucune tension intermédiaire ne peut être déduite d'aucune manière que ce soit. Cette mesure peut toutefois servir à vérifier l'état du bus continu.

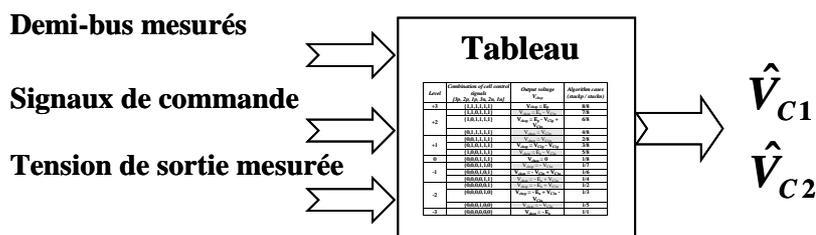


Figure IV-5 Principe fondamental de la technique de reconstruction

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	Tension de sortie V_S	Etats de l'algorithme (étage p / étage n)
+3	{1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p$	8/8
+2	{1,1,0,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C1p}$	7/8
	{1,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C2p} + V_{C1p}$	6/8
	{0,1,1,1,1,1}	$V_S = V_{C2p}$	4/8
+1	{0,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{C1p}$	2/8
	{0,1,0,1,1,1}	$V_S = V_{C2p} - V_{C1p}$	3/8
	{1,0,0,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{C2p}$	5/8
0	{0,0,0,1,1,1}	$V_S = 0$	1/8
-1	{0,0,0,1,1,0}	$V_S = -V_{C1n}$	1/7
	{0,0,0,1,0,1}	$V_S = -V_{C2n} + V_{C1n}$	1/6
	{0,0,0,0,1,1}	$V_S = -E_n + V_{C2n}$	1/4
-2	{0,0,0,0,0,1}	$V_S = -E_n + V_{C1n}$	1/2
	{0,0,0,0,1,0}	$V_S = -E_n + V_{C2n} - V_{C1n}$	1/3
	{0,0,0,1,0,0}	$V_S = -V_{C2n}$	1/5
-3	{0,0,0,0,0,0}	$V_S = -E_n$	1/1

Tableau IV-1 Etats du convertisseur SMC et expression de la tension de sortie

IV.B.3. Interface de simulation

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus à l'aide du logiciel de simulation Saber et les algorithmes ont été programmés en vue d'une implantation dans un composant de type Processeur ou FPGA. L'utilisation de codage en virgule flottante étant très gourmande en ressource sur un FPGA, nous nous sommes donc dirigés vers une implémentation à virgule fixe en complément à 2.

Le schéma de simulation Saber utilisé dans ce chapitre comprend un convertisseur SMC 3x2 monophasé commandé à l'aide d'une MLI intersective classique et une charge RL. Les caractéristiques électriques du convertisseur sont celles du prototype triphasé actuellement en utilisation au laboratoire et sont présentées en Annexe A. La tension découpée, ainsi que les demi-bus continus sont mesurés, échantillonnés à 15µs et convertis par des convertisseurs analogiques numériques (CAN) avant d'être utilisés par l'algorithme de reconstruction. Le temps de conversion des CAN n'est pas indiqué, car il est bien inférieur à la période de calcul de la méthode. Ces derniers convertissent en continu.

Les principaux paramètres électriques et numériques de la simulation sont résumés par le Tableau IV-2. Ces paramètres sont valables pour tous les résultats de simulation présentés au cours de ce chapitre.

Paramètres de simulation	Valeurs
Fréquence de découpage des semi-conducteurs $f_{déc}$	1 kHz
Demi-bus continu E	200 V
Tensions intermédiaires de référence : V_{C1} V_{C2}	66,67 V
	133,34 V
Inductance de charge L_{ch}	1 mH
Résistance de charge R_{ch}	7 Ω
Période d'échantillonnage T_e	15 μ s
Nombre de bits codage CAN	10
Modulante : fréquence/profondeur de modulation	50 Hz / 0.7
Courant de charge crête	20 A

Tableau IV-2 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber

La technique de reconstruction s'appuie sur des mesures de la tension découpée. Nous savons que la commutation des semi-conducteurs d'une structure engendre une surtension durant une certaine période transitoire. Un signal numérique régissant l'utilisation des mesures de tension a par conséquent été ajouté dans le code de la méthode. A chaque changement d'état du convertisseur, ce signal passe

à l'état bas durant 10 μ s et empêche l'utilisation des quantités numériques par l'algorithme. Cette durée permet de tenir compte des temps morts des interrupteurs (5 μ s) et du temps de stabilisation de la tension de sortie (5 μ s). Ceci a pour objectif d'éviter l'emploi de mesures de tension erronées pour l'observation.

De la même manière, une condition de limitation des estimées a été intégrée à l'algorithme de reconstruction. Physiquement, nous savons en effet que, pour un convertisseur SMC, l'inégalité suivante doit être vérifiée pour respecter le bon fonctionnement de la topologie : $0 \leq V_{C1} \leq V_{C2} \leq E$. Cette inéquation est assurée par la conduction des diodes de la structure.

Les grandeurs estimées sont converties par des convertisseurs numériques analogiques (CNA), afin de faciliter la visualisation des résultats. Les valeurs maximales de l'erreur d'estimation indiquées dans ce chapitre sont toujours vérifiées par rapport à un horizon de simulation suffisant pour garantir sa stabilité dans le temps.

IV.B.4. Résultats de simulation relatifs aux Mesures Directes seules

Une simulation a été réalisée avec le logiciel de simulation Saber, afin de vérifier le fonctionnement du reconstructeur lorsque ce dernier ne tient compte que des mesures dites *Directes*.

La mise en équation est relativement triviale : lors d'une mesure directe, l'algorithme rafraîchit les valeurs des tensions intermédiaires à chaque instant t_{k+1} en fonction des estimées et des grandeurs mesurées à l'instant précédent. L'estimée conserve sa valeur précédente le reste du temps.

Si nous considérons par exemple l'état 5 de l'algorithme pour l'étage positif (Tableau IV-1), l'équation d'actualisation des estimées est :

$$\begin{cases} \hat{V}_{C2p}[k+1] = E_p[k] - V_s[k] \\ \hat{V}_{C1p}[k+1] = \hat{V}_{C1p}[k] \\ \hat{V}_{C2n}[k+1] = \hat{V}_{C2n}[k] \\ \hat{V}_{C1n}[k+1] = \hat{V}_{C1n}[k] \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-3})$$

En effet, dans ce cas précis, l'expression de la tension de sortie dépend de V_{C2p} , d'où la reconstruction directe de son estimée. Les tensions intermédiaires \hat{V}_{C1p} , \hat{V}_{C1n} , \hat{V}_{C2n} conservent leurs valeurs précédentes.

Les Figure IV-6 à Figure IV-8 présentent les résultats de simulation obtenus avec une reconstruction à base de mesures directes uniquement. La première d'entre elles illustre en globalité la tension intermédiaire estimée \hat{V}_{C2p} , ainsi que sa référence V_{C2p} lors d'une alternance positive de la modulante. La Figure IV-8 détaille davantage la technique d'estimation en montrant les différentes étapes de celle-ci : lors d'une mesure directe de V_{C2p} (phases grises) l'algorithme rafraîchit l'estimée à chaque période d'échantillonnage ; elle conserve sa valeur le reste du temps (phases blanches). Il en résulte plusieurs constatations. La technique de reconstruction dans sa forme la plus simple ne permet pas de reproduire de manière précise l'ondulation naturelle des tensions intermédiaires et l'erreur d'estimation réalisée peut être conséquente, comme le prouve la Figure IV-7. Elle peut atteindre 100% de l'ondulation de tension (6V) si les conditions initiales de la méthode de reconstruction sont connues, davantage dans le cas contraire. Ce procédé permet par contre le positionnement des estimées proches de leurs niveaux de référence.

Pour ces raisons, nous avons cherché une manière de prendre également en compte les mesures dites *Indirectes*.

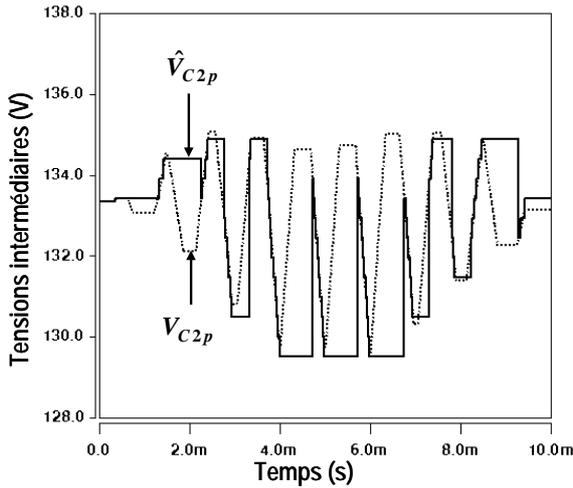


Figure IV-6 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement

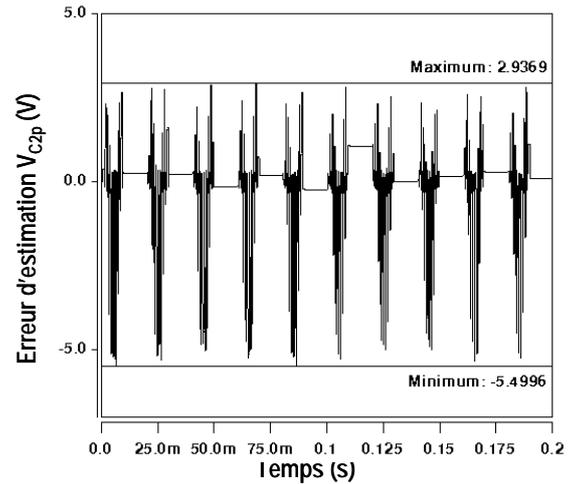


Figure IV-7 Erreur d'estimation reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement

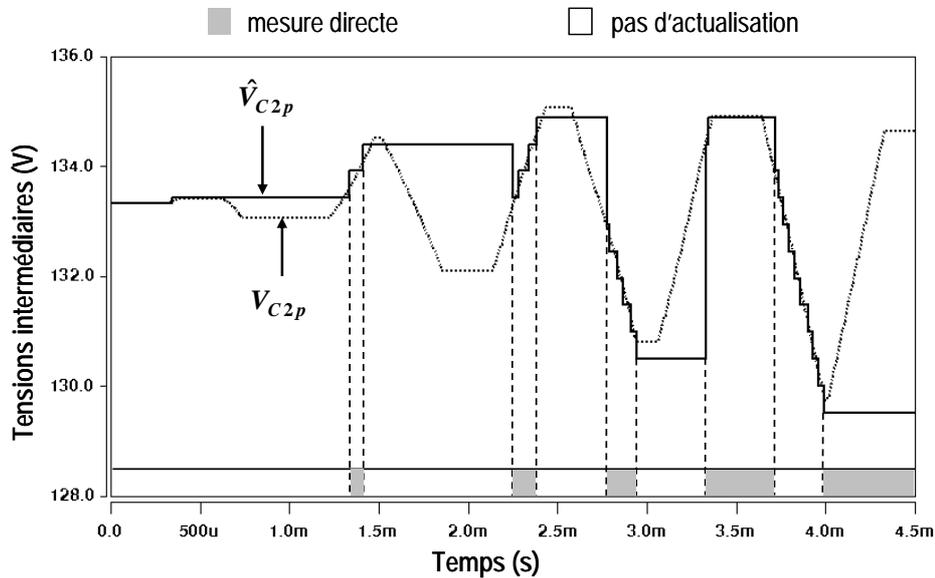


Figure IV-8 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes uniquement (2)

IV.C. MESURES INDIRECTES

La technique développée pour tenir compte des mesures dites *Indirectes* s'appuie sur une simple observation du système que nous allons essayer de traduire au paragraphe suivant.

IV.C.1. Exemple illustratif

Considérons, par exemple, la configuration du convertisseur SMC 3x2 monophasé présentée par la Figure IV-9. Les signaux de commande de l'étage négatif sont tous à l'état haut et ceux de l'étage positif sont les suivants : $\{0,1,0\}$. Plusieurs hypothèses préalables sont effectuées, à savoir :

- ✓ la technique de reconstruction possède des conditions initiales correctes, à savoir proches de celles du système réel. Cette hypothèse est garantie la plupart du temps par la ou les états de mesures *Directes* qui ont lieu précédemment.

- ✓ les valeurs des condensateurs flottants sont considérées comme strictement identiques.

Au regard de ces remarques, l'évolution des tensions intermédiaires en cas de mesures *Indirectes* provient uniquement de la circulation du courant de charge à travers les condensateurs flottants. En effet, pour la configuration choisie, si ce dernier est positif, C_{2p} se décharge et C_{1p} se charge. Le

courant circulant à travers chaque condensateur étant le même, les évolutions des tensions intermédiaires possèdent la même amplitude, mais avec un signe opposé : $\Delta V_{C2p} \leq 0$ et $\Delta V_{C1p} \geq 0$. La tension de sortie de l'onduleur, dans ce cas précis, est égale à $V_s = V_{C2p} - V_{C1p}$. Par conséquent, l'erreur en tension peut s'exprimer en fonction des variations des tensions intermédiaires : $\Delta V_s = V_s - \hat{V}_s = \Delta V_{C2p} - \Delta V_{C1p}$. Les erreurs ΔV_{C2p} et ΔV_{C1p} ayant des signes opposés, les deux variations s'additionnent. L'erreur en tension est donc calculée à chaque période de découpage : $\Delta V_s[k] = V_s[k] - \hat{V}_s[k]$ et divisée par 2.

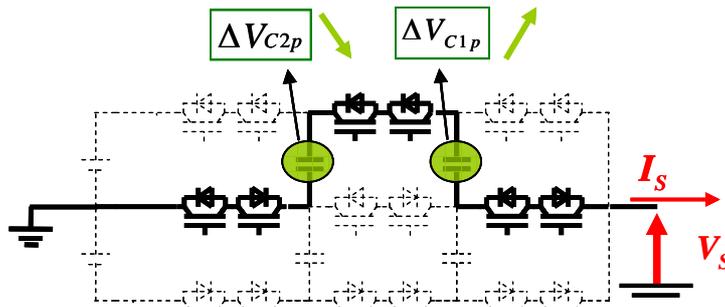


Figure IV-9 Exemple illustratif pour méthode des mesures Indirectes

Une loi de correction par rétroaction peut ainsi être déduite directement pour les tensions intermédiaires concernées:

$$\begin{cases} \hat{V}_{C2p}[k+1] = \hat{V}_{C2p}[k] + \frac{\Delta V_s[k]}{2} \\ \hat{V}_{C1p}[k+1] = \hat{V}_{C1p}[k] - \frac{\Delta V_s[k]}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-4})$$

Ces expressions peuvent sembler illogiques, puisque \hat{V}_{C1p} devrait augmenter et \hat{V}_{C2p} diminuer. Néanmoins, il est à noter que dans ce cas précis, l'erreur en tension est toujours négative. De plus, il a été démontré que les signes indiqués ci-dessus ne varient jamais peu importe le sens de circulation du courant de charge. Le paragraphe suivant met en évidence cette dernière remarque.

IV.C.2. Exemple numérique

Considérons à nouveau l'exemple précédent en effectuant toujours les mêmes hypothèses et essayons d'illustrer le phénomène au travers de données numériques.

Pour un courant de charge positif avec les valeurs de tension de sortie et de tensions intermédiaires suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} V_{C1p}[k] = 50V \\ V_{C2p}[k] = 100V \end{array} \right\} V_s[k] = 50V \text{ et } \left. \begin{array}{l} \hat{V}_{C1p}[k] = 40V \\ \hat{V}_{C2p}[k] = 110V \end{array} \right\} \hat{V}_s[k] = 70V$$

Entre l'instant où les mesures de tension sont réalisées et le précédent calcul des estimées, la circulation du courant implique la décharge de V_{C2p} et la charge de V_{C1p} . Cette remarque explique les valeurs choisies pour les données du système réel qui ne peuvent pas évoluer en sens inverse.

L'erreur en tension dans ce cas précis vaut donc :

$$\Delta V_s[k] = V_s[k] - \hat{V}_s[k] = 50 - 70 = -20V$$

Il apparaît clairement que :

- ✓ \hat{V}_{C1p} doit décroître de la quantité $\frac{\Delta V_s}{2}$ (c'est-à-dire croître de 10V) pour atteindre sa référence

V_{C1p} ;

- ✓ \hat{V}_{C2p} doit croître de la quantité $\frac{\Delta V_s}{2}$ (c'est-à-dire décroître de 10V) pour atteindre sa référence

V_{C2p} .

De manière identique, pour un courant de charge négatif :

$$\left. \begin{array}{l} V_{C1p}[k] = 50V \\ V_{C2p}[k] = 100V \end{array} \right\} V_s[k] = 50V \text{ et } \left. \begin{array}{l} \hat{V}_{C1p}[k] = 60V \\ \hat{V}_{C2p}[k] = 90V \end{array} \right\} \hat{V}_s[k] = 30V$$

Ainsi :

$$\Delta V_s[k] = V_s[k] - \hat{V}_s[k] = 50 - 30 = 20V$$

et :

- ✓ \hat{V}_{C1p} doit diminuer de la quantité $\frac{\Delta V_s}{2}$ (c'est-à-dire 10V) pour atteindre sa référence V_{C1p} ;

- ✓ \hat{V}_{C2p} doit augmenter de la quantité $\frac{\Delta V_s}{2}$ (c'est-à-dire 10V) pour atteindre sa référence V_{C2p} .

Nous démontrons de cette manière que peu importe le sens de circulation du courant de charge, la correction relative à la tension intermédiaire V_{C2p} est toujours négative et positive pour V_{C1p} . De plus, l'amplitude de la correction est égale à l'erreur en tension divisée par le nombre de condensateurs flottants présents dans l'expression de la tension de sortie, ce qui nous a permis de généraliser la technique de reconstruction.

IV.C.3. Généralisation de la méthode de reconstruction de tensions intermédiaires

Lors de la présentation relative au fonctionnement du convertisseur SMC, il a été mis en évidence que les étages positif et négatif de la structure opèrent de manière complémentaire. Par conséquent, une expression simplifiée de l'équation (Eq. IV-1) peut être déduite :

$$V_s = \alpha.V_{C1} + \beta.V_{C2} + \gamma.E \quad (\text{Eq. IV-5})$$

Le coefficient $\frac{1}{2}$ utilisé dans les expressions des deux paragraphes précédents peut être remplacé

par : $\frac{1}{|\alpha| + |\beta|}$, d'où $\alpha = 1$, $\beta = -1$ et $\gamma = 0$ en considérant toujours l'exemple de la Figure IV-9.

L'expression générale de l'erreur en tension devient de ce fait :

$$\Delta V_s = V_s - (\alpha.\hat{V}_{C1} + \beta.\hat{V}_{C2} + \gamma.E) \quad (\text{Eq. IV-6})$$

Cette dernière est valable à la fois pour les mesures dites *Directes* que pour les mesures *Indirectes*. Les coefficients α , β et γ sont déterminés pour chaque combinaison des ordres de commande du Tableau IV-1 ; ceux-ci sont regroupés dans le Tableau IV-3. On peut alors exprimer les corrections à effectuer sous la forme générale :

$$\begin{cases} V_{C2}[k+1] = V_{C2}[k] + \beta \frac{V_s[k] - \hat{V}_s[k]}{|\alpha| + |\beta|} \\ V_{C1}[k+1] = V_{C1}[k] + \alpha \frac{V_s[k] - \hat{V}_s[k]}{|\alpha| + |\beta|} \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-7})$$

et on obtient alors la Figure IV-10 pour le reconstructeur complet. Les CAN n'apparaissent pas sur la figure par souci de clarté.

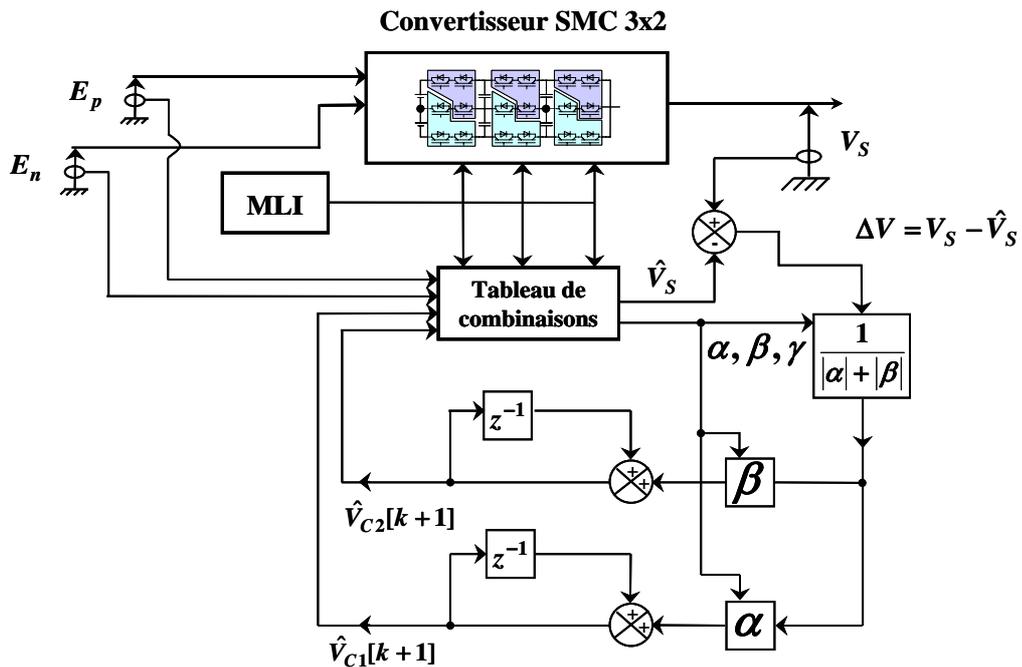


Figure IV-10 Schéma généralisé de la technique de reconstruction

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	α	β	γ	Etats de l'algorithme (étage p / étage n)
+3	{1,1,1,1,1,1}	0	0	1	8/8
+2	{1,1,0,1,1,1}	-1	0	1	7/8
	{1,0,1,1,1,1}	1	-1	1	6/8
	{0,1,1,1,1,1}	0	1	0	4/8
+1	{0,0,1,1,1,1}	1	0	0	2/8
	{0,1,0,1,1,1}	-1	1	0	3/8
	{1,0,0,1,1,1}	0	-1	1	5/8
0	{0,0,0,1,1,1}	0	0	0	1/8
-1	{0,0,0,1,1,0}	-1	0	0	1/7
	{0,0,0,1,0,1}	1	-1	0	1/6
	{0,0,0,0,1,1}	0	1	-1	1/4
-2	{0,0,0,0,0,1}	1	0	-1	1/2
	{0,0,0,0,1,0}	-1	1	-1	1/3
	{0,0,0,1,0,0}	0	-1	0	1/5
-3	{0,0,0,0,0,0}	0	0	-1	1/1

Tableau IV-3 Coefficients de l'algorithme de reconstruction pour les états du convertisseur SMC

IV.C.4. Résultats de simulation

Les Figure IV-11 à Figure IV-13 présentent les résultats de simulation obtenus lorsque la technique de reconstruction tient compte à la fois des mesures dites *Directes* et *Indirectes*. Les conditions de simulation sont identiques à celles du paragraphe IV.B.4

La Figure IV-11 confirme que la méthode de reconstruction fonctionne à présent de manière précise, puisque la tension intermédiaire de référence V_{C2p} et son estimée \hat{V}_{C2p} sont extrêmement proches et l'ondulation de tension apparaît distinctement. L'erreur d'estimation résultante est inférieure à 1,2 V (Figure IV-12), ce qui correspond à 0.9% du niveau de tension de V_{C2p} . Celle-ci n'excède pas cette valeur pour les autres estimées.

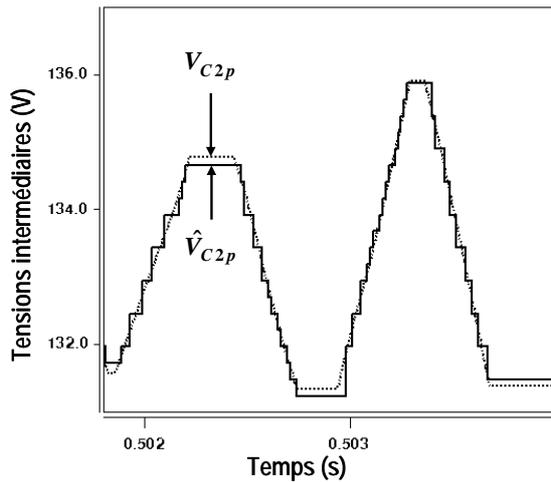


Figure IV-11 Reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes et Indirectes

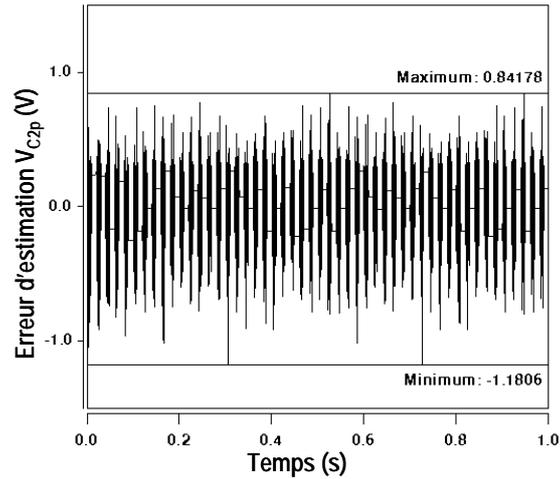


Figure IV-12 Erreur d'estimation reconstruction de V_{C2p} : mesures Directes et Indirectes

De plus, il est intéressant de constater que les mesures directes permettent aux estimées d'atteindre leurs références relativement rapidement lorsque les conditions initiales de l'estimateur sont nulles (Figure IV-13). Dans ces conditions, les erreurs d'estimation initiales valent 134 volts pour les tensions intermédiaires de la 2nde cellule et 67 volts pour celles de la 1^{ère}. Le temps d'atteinte maximal pour les tensions intermédiaires de l'étage supérieur vaut approximativement 1,3 ms. Néanmoins, ce dernier dépend des combinaisons des signaux de commande, puisque plusieurs itérations de mesures indirectes, une mesure directe ou une combinaison des deux sont nécessaires à la convergence de l'estimée vers sa référence. Si nous détaillons davantage la Figure IV-13, plusieurs étapes sont visibles. Le convertisseur commence à moduler et la structure commute entre les niveaux 0 et +1 en utilisant différents états des signaux de commande. Les tensions intermédiaires réelles et observées de l'étage négatif n'évoluent donc pas, car les ordres de commande sont maintenus à 1. Les estimées de l'étage positif évoluent comme suit :

- ✓ 0 à 350 μ s : les deux tensions reconstruites ne varient pas, car l'un des états de l'algorithme dit inutilisables pour la reconstruction a lieu (cf. état 1 Tableau IV-1 – niveau 0). Lorsque la tension découpée est nulle, les tensions intermédiaires ne varient pas et il n'y a donc aucune actualisation des estimées.

- ✓ 350 μ s à 400 μ s : une mesure directe de V_{C2p} permet à sa tension intermédiaire reconstruite d'atteindre sa référence (cf. état 5 du Tableau IV-1 – niveau +1) alors que \hat{V}_{C1p} n'évolue pas.

- ✓ 400 μ s à 650 μ s : la tension découpée retombe à 0 (cf. état 1 Tableau IV-1) ; il n'y a pas d'actualisation des estimées.

- ✓ 650 μ s à 700 μ s : la première mesure indirecte intervient (état 3 du Tableau IV-1 – niveau +1). L'erreur en tension est calculée, divisée par deux et permet l'actualisation des deux estimées. Néanmoins, cette dernière est conséquente et induit l'augmentation trop importante de \hat{V}_{C1p} , et la diminution trop brutale de \hat{V}_{C2p} .

- ✓ 700 μ s à 950 μ s : la tension découpée repasse par 0 (cf. état 1 Tableau IV-1) ; aucune estimée ne varie.

- ✓ 950 μ s à 1,1 ms : mesure directe de V_{C1p} (état 2 Tableau IV-1 – niveau +1) ; \hat{V}_{C1p} atteint de fait sa référence. \hat{V}_{C2p} conserve sa valeur précédente.

- ✓ 1,1 ms à 1,25 ms : le niveau 0 apparaît à nouveau.

✓ 1,25 ms : mesure directe de V_{C2p} (cf. état 5 du Tableau IV-1 – niveau +1) dont l'estimée se recalcule près de sa référence. Les deux tensions intermédiaires reconstruites ont finalement atteint leurs niveaux de tension et se stabilisent.
 Ce mode d'atteinte ne fait pas intervenir les limites physiques du système que nous avons ajoutées au niveau de l'algorithme, à savoir : $0 \leq V_{C1} \leq V_{C2} \leq E$. Cependant, cela aurait pu être le cas en fonction des combinaisons des ordres de commande sélectionnées.

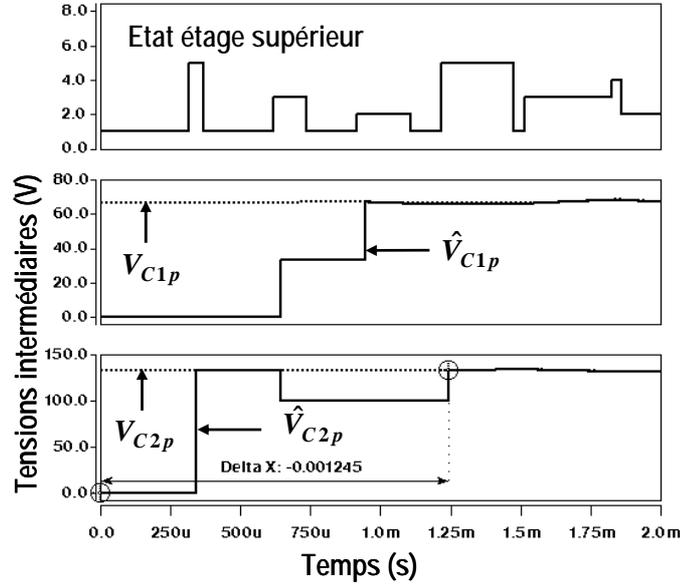


Figure IV-13 Reconstruction de V_{C2p} et V_{C1p} – temps d'atteinte

IV.D. RECONSTRUCTEUR DE TENSIONS « CELLULES »

Le contrôle actif des tensions aux bornes des condensateurs flottants repose sur la connaissance des tensions aux bornes des cellules de commutation de la structure SMC. Ainsi, nous avons cherché à développer une méthode de reconstruction dédiée à ces tensions, car elle permet a priori de supprimer les mesures indirectes. Cette méthode est présentée dans ce paragraphe.

IV.D.1. Mise en équation du système

Similairement à la reconstruction des tensions intermédiaires, celle des tensions aux bornes des cellules de commutation s'appuie sur la détermination d'une image de chaque tension cellule en fonction de la tension découpée, de la tension du bus continu, des combinaisons des ordres de commande et de l'évolution des tensions intermédiaires. Ce dernier prérequis est fondamental mais n'est pas développé pour le moment.

La tension découpée est à chaque instant une combinaison linéaire des tensions aux bornes des cellules de commutation pondérée par les signaux de commande. Pour un convertisseur SMC 3x2 monophasé (Figure IV-14), nous obtenons :

$$V_S = SC_{1p} \cdot V_{Cell1p} + SC_{2p} \cdot V_{Cell2p} + SC_{3p} \cdot V_{Cell3p} - (1 - SC_{1n}) \cdot V_{Cell1n} - (1 - SC_{2n}) \cdot V_{Cell2n} - (1 - SC_{3n}) \cdot V_{Cell3n} \quad (\text{Eq. IV-8})$$

Suivant la commande, les trois premiers ou les trois derniers termes de cette expression s'annulent, comme nous l'avons remarqué lors de la reconstruction des tensions intermédiaires :

$$\begin{cases} \text{si } V_S > 0 & \text{alors } V_S = SC_{1p} \cdot V_{Cell1p} + SC_{2p} \cdot V_{Cell2p} + SC_{3p} \cdot V_{Cell3p} \\ \text{si } V_S < 0 & \text{alors } V_S = -(1 - SC_{1n}) \cdot V_{Cell1n} - (1 - SC_{2n}) \cdot V_{Cell2n} - (1 - SC_{3n}) \cdot V_{Cell3n} \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-9})$$

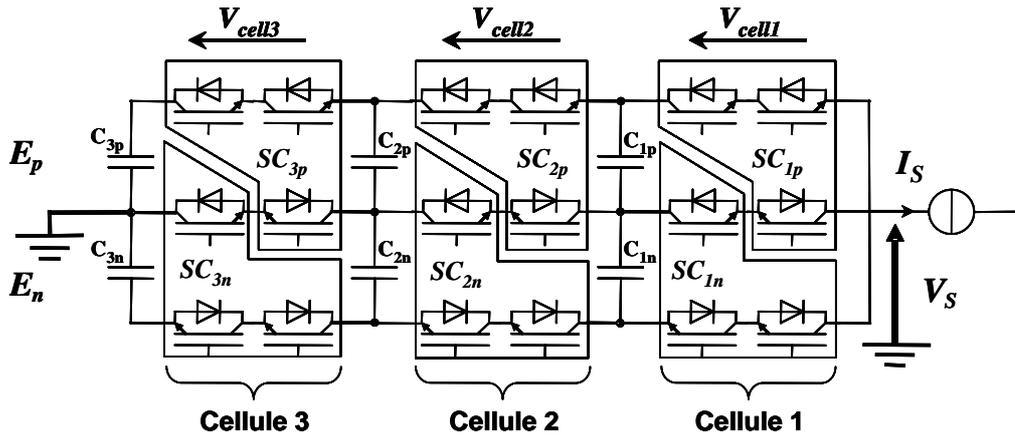


Figure IV-14 Convertisseur SMC 7 niveaux triphasé : reconstruction des tensions cellules

Néanmoins, il est à noter que cette équation a été déduite en considérant que les tensions cellules étaient référencées par rapport au bas des cellules de commutation pour l'étage positif et au haut de celles-ci pour l'étage négatif ; ceci afin de garantir une expression ne dépendant que des tensions cellules. Il est toutefois possible de déterminer une seconde expression de la tension découpée en considérant indifféremment le haut ou le bas des cellules de commutation pour chaque combinaison des signaux de commande. Ceci nous permet de disposer d'une expression qui ne fait apparaître qu'une seule tension cellule dans l'expression de V_S peu importe la configuration du convertisseur. Cette dernière remarque est illustrée grâce aux Figure IV-15 et Figure IV-16.

En effet, dans le premier cas (Figure IV-15), suivant la manière de référencer les tensions cellules, nous obtenons deux équations différentes :

$$V_S = V_{cell3p} \quad \text{référence en haut de la cellule de commutation}$$

$$V_S = E_p - V_{cell2p} - V_{cell1p} \quad \text{référence en bas de la cellule de commutation}$$

La Figure IV-16 permet d'illustrer le même phénomène, mais pour une configuration différente du convertisseur SMC.

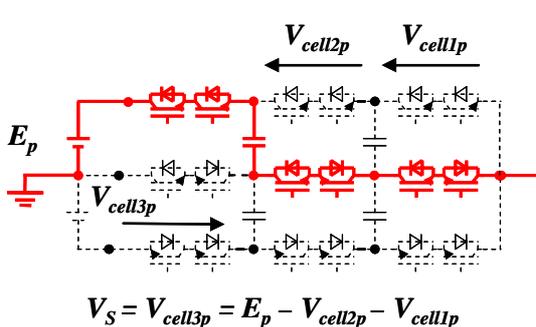


Figure IV-15 Tension découpée pour commande $\{1,0,0,1,1,1\}$

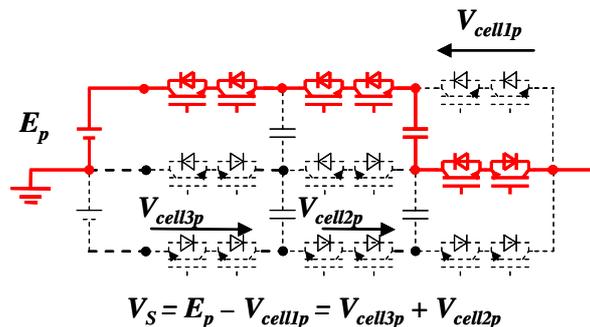


Figure IV-16 Tension découpée pour commande $\{1,1,0,1,1,1\}$

L'ensemble des expressions de la tension découpée en fonction des signaux de commande est synthétisé par le Tableau IV-4 ci-dessous.

Il nous est donc possible de n'utiliser que les mesures directes des tensions cellules pour estimer ces grandeurs, sans avoir à prendre en compte les mesures indirectes.

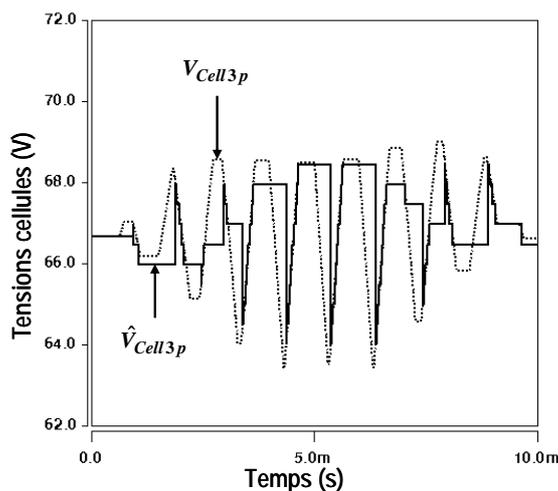
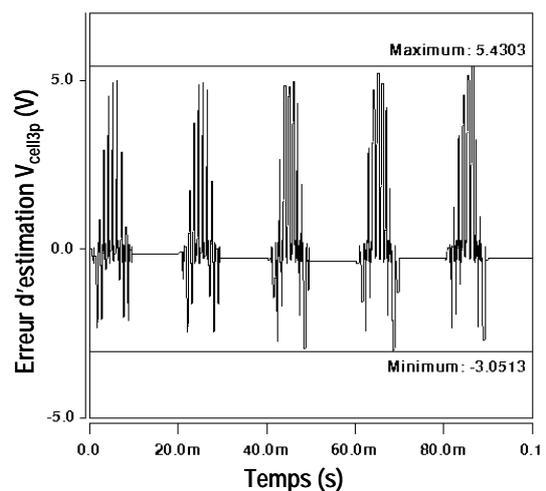
Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	Tension de sortie V_S		Etats de l'algorithme (étage p / étage n)
		Expression 1	Expression 2	
+3	{1,1,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell3p} + V_{cell2p} + V_{cell1p}$	$V_S = E_p$	8/8
+2	{1,1,0,1,1,1}	$V_S = V_{cell3p} + V_{cell2p}$	$V_S = E_p - V_{cell1p}$	7/8
	{1,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell3p} + V_{cell1p}$	$V_S = E_p - V_{cell2p}$	6/8
	{0,1,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell2p} + V_{cell1p}$	$V_S = E_p - V_{cell3p}$	4/8
+1	{0,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell1p}$	$V_S = E_p - V_{cell3p} - V_{cell2p}$	2/8
	{0,1,0,1,1,1}	$V_S = V_{cell2p}$	$V_S = E_p - V_{cell3p} - V_{cell1p}$	3/8
	{1,0,0,1,1,1}	$V_S = V_{cell3p}$	$V_S = E_p - V_{cell2p} - V_{cell1p}$	5/8
0	{0,0,0,1,1,1}	$V_S = 0$		1/8
-1	{0,0,0,1,1,0}	$V_S = -V_{cell1n}$	$V_S = -E_n + V_{cell3n} + V_{cell2n}$	1/7
	{0,0,0,1,0,1}	$V_S = -V_{cell2n}$	$V_S = -E_n + V_{cell3n} + V_{cell1n}$	1/6
	{0,0,0,0,1,1}	$V_S = -V_{cell3n}$	$V_S = -E_n + V_{cell2n} + V_{cell1n}$	1/4
-2	{0,0,0,0,0,1}	$V_S = -V_{cell3n} - V_{cell2n}$	$V_S = -E_n + V_{cell1n}$	1/2
	{0,0,0,0,1,0}	$V_S = -V_{cell3n} - V_{cell1n}$	$V_S = -E_n + V_{cell2n}$	1/3
	{0,0,0,1,0,0}	$V_S = -V_{cell2n} - V_{cell1n}$	$V_S = -E_n + V_{cell3n}$	1/5
-3	{0,0,0,0,0,0}	$V_S = -V_{cell3n} - V_{cell2n} - V_{cell1n}$	$V_S = -E_n$	1/1

Tableau IV-4 Etats du convertisseur SMC et expressions de la tension découpée: reconstruction des tensions cellules

IV.D.2. Résultats de simulation de la méthode de mesures directes

Les Figure IV-17 et Figure IV-18 présentent les résultats de simulation obtenus pour une reconstruction des tensions cellules n'utilisant que les expressions de la tension découpée qui font intervenir une mesure directe de ces dernières. Les conditions de simulation sont identiques à celles du paragraphe IV.B.3 au niveau des paramètres du convertisseur, de la charge et des CAN. Les tensions cellules de référence sont théoriquement toutes égales à un tiers du demi-bus continu de leur étage, soit : $E/3 = 66,67 \text{ V}$. Pour des raisons évidentes, nous avons choisi de présenter une seule tension cellule et son estimée. Les autres estimées sont bien entendu semblables.

La Figure IV-17 rappelle fortement son homologue pour la reconstruction des tensions intermédiaires (Figure IV-6). En effet, nous observons également des phases de rafraîchissement des estimées, ainsi que des phases d'inaction de l'algorithme.


 Figure IV-17 Reconstruction de V_{Cell3p} : mesures Directes uniquement

 Figure IV-18 Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell3p} : mesures Directes uniquement

En définitive, l'estimation de la tension V_{cell3p} n'est pas satisfaisante dans ces conditions, car l'ondulation de celle-ci n'est pas reproduite de manière précise et elle induit une erreur d'estimation non

négligeable (Figure IV-18). En fait, une observation simple du système nous a permis de mettre en évidence un oubli qui avait été réalisé et qui est exposé au paragraphe suivant.

IV.D.3. Evolution des cellules adjacentes

L'évolution des tensions intermédiaires est une donnée qui doit être prise en compte pour la reconstruction des tensions cellules. Nous allons tenter d'explicitier ce phénomène à présent. Si nous examinons à nouveau l'exemple présenté par la Figure IV-16. D'une manière générale, nous utilisons l'erreur en tension occasionnée à chaque période d'échantillonnage pour corriger la tension de la 1^{ère} cellule V_{Cell1p} . Cette approche pourrait paraître correcte, mais nous oublions que dans cette configuration le courant circule à travers le condensateur C_{1p} . Celui-ci appartient à la fois à la 1^{ère} et à la 2^{ème} cellule de la structure (directement adjacente). L'évolution de la tension intermédiaire V_{C1p} influence de ce fait en même temps les tensions V_{Cell1p} et V_{Cell2p} . Ces dernières doivent être corrigées simultanément, même si la tension de la 2^{ème} cellule n'intervient pas dans l'expression de la tension découpée. Cette constatation a permis de développer une autre approche de reconstruction dont la généralisation est illustrée par la Figure IV-19. Ceci est d'autant plus justifiable si nous observons l'expression générale des tensions cellules où la relation entre tensions cellules et intermédiaires est évidente. Dans le cas de l'étage supérieur, par exemple, nous avons:

$$\begin{cases} V_{cell1p} = V_{C1p} \\ V_{cell2p} = V_{C2p} - V_{C1p} \\ V_{cell3p} = E_p - V_{C2p} \end{cases} \quad (Eq. IV-10)$$

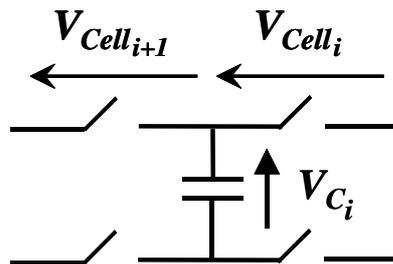


Figure IV-19 Influence d'une tension intermédiaire sur les cellules adjacentes

Il y a cependant deux cas de figures à dissocier et ceux-ci sont exposés ci-dessous à travers des exemples simples.

a. Exemple illustratif : évolution d'une seule tension intermédiaire

Le premier cas concerne la méthode à adopter lorsque la configuration du convertisseur SMC ne fait intervenir l'évolution que d'une seule tension intermédiaire. Prenons, par exemple, la configuration illustrée par la Figure IV-20 pour laquelle les ordres de commande des semi-conducteurs sont les suivants : $\{0,0,1,1,1,1\}$. Il est bien entendu que les hypothèses effectuées pour la reconstruction des tensions intermédiaires s'appliquent également dans le cas des tensions cellules. La méthode utilisée s'appuie sur les mêmes étapes que pour la reconstruction des tensions intermédiaires, mais avec quelques variantes.

Nous pouvons observer que pour un courant de charge positif (courant dans le condensateur négatif), le condensateur C_{1p} se décharge. Compte tenu des expressions de tensions cellules : $V_{cell1p} = V_{C1p}$ et $V_{cell2p} = V_{C2p} - V_{C1p}$, nous savons déjà que celles-ci doivent respectivement diminuer et augmenter.

La tension découpée pouvant être exprimée en fonction d'une seule tension cellule (cf. Tableau IV-4) : $V_S = V_{C1p} = V_{cell1p}$, cette dernière est donc directement reconstruite. L'erreur en tension résultante est négative et vaut : $\Delta V_S = V_{cell1p} - \hat{V}_{cell1p} = \Delta V_{cell1p} = \Delta V_{C1p}$.

L'évolution de V_{C1p} a également une influence sur la tension aux bornes de la 2^{de} cellule de commutation, qui doit être actualisée à son tour. En définitif, le condensateur étant commun aux deux cellules, les variations des tensions adjacentes possèdent la même amplitude mais avec un signe opposé : positif pour V_{cell1p} et négatif pour V_{cell2p} , à cause du signe de l'erreur en tension. L'algorithme d'actualisation des estimées prend donc la forme suivante :

$$\begin{cases} \hat{V}_{cell1p}[k+1] = \hat{V}_{cell1p}[k] + \Delta V_S[k] \\ \hat{V}_{cell2p}[k+1] = \hat{V}_{cell2p}[k] - \Delta V_S[k] \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-11})$$

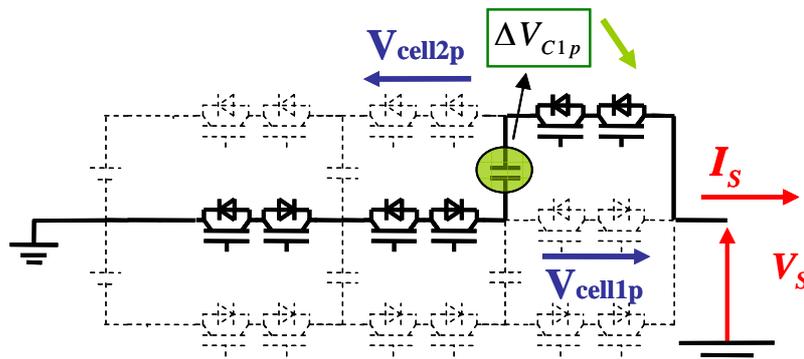


Figure IV-20 Cellules adjacentes : évolution d'une seule tension intermédiaire

b. Exemple illustratif : évolution de deux tensions intermédiaires

Le second cas concerne la méthode à adopter lorsque la configuration du convertisseur SMC fait intervenir l'évolution des deux tensions intermédiaires. Il est important d'accorder une attention particulière au nombre de ces dernières qui influent sur les tensions des cellules de commutation. Pour illustrer ce phénomène, considérons la configuration du convertisseur SMC (Figure IV-21) pour laquelle les ordres de commande sont : $\{0,1,0,1,1,1\}$.

Dans l'hypothèse d'un courant de charge positif, les condensateurs C_{1p} et C_{2p} doivent respectivement se charger et se décharger. Selon les expressions du paragraphe IV.D.3 nous pouvons ainsi prédire que : V_{cell1p} et V_{cell3p} augmentent tandis que V_{cell2p} diminue.

Comme précédemment, la mesure de la tension découpée $V_S = V_{cell2p}$ (cf. Tableau IV-4) permet de reconstruire directement la tension aux bornes de la 2^{de} cellule, car l'erreur en tension indique directement la correction de celle-ci : $\Delta V_S = V_{cell2p} - \hat{V}_{cell2p} = \Delta V_{cell2p}$. Il est à noter que cette dernière est négative et que V_{cell2p} est influencée par les deux tensions intermédiaires à la fois ; l'erreur en tension peut de ce fait être exprimée en tenant compte de cette observation :

$$\Delta V_S = 2\Delta V_{cap} = \Delta V_{C2p} - (-\Delta V_{C1p}).$$

L'évolution des deux tensions intermédiaires influence les tensions cellules extrêmes V_{cell1p} et V_{cell3p} . Ces dernières ne dépendent chacune que d'une seule tension aux bornes d'un condensateur flottant et non des deux à la fois. Le courant circulant à travers les condensateurs étant le même, l'erreur en tension est divisée par 2 et permet de corriger les tensions cellules de la manière suivante :

$$\begin{cases} \hat{V}_{cell1p}[k+1] = \hat{V}_{cell1p}[k] - \frac{\Delta V_S}{2} \\ \hat{V}_{cell2p}[k+1] = \hat{V}_{cell2p}[k] + \Delta V_S \\ \hat{V}_{cell3p}[k+1] = \hat{V}_{cell3p}[k] - \frac{\Delta V_S}{2} \end{cases} \quad (Eq. IV-12)$$

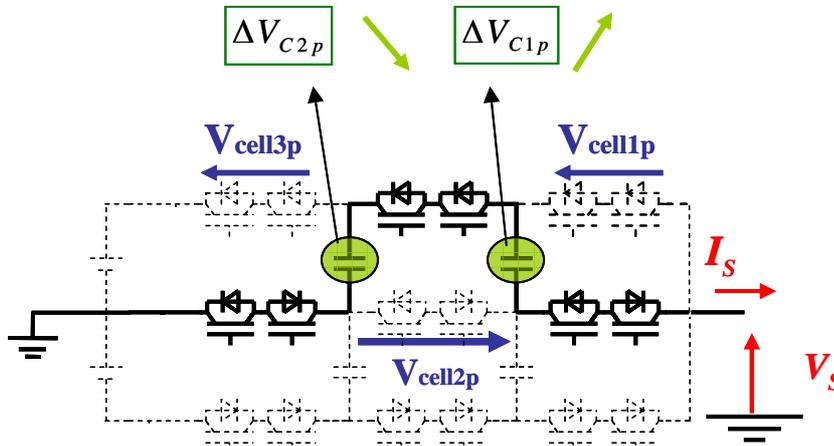


Figure IV-21 Cellules adjacentes : évolution de deux tensions intermédiaires

IV.D.4. Résultats de simulation pour le SMC 3x2

Les Figure IV-22 et Figure IV-23 montrent la reconstruction de la tension de la 3^{ème} cellule de commutation avec la notion d'évolution des cellules adjacentes. Les conditions de simulation restent toujours identiques (paragraphe IV.B.3). Comme précédemment, une seule tension cellule est présentée et étudiée.

Nous pouvons dire sans équivoque que la méthode est largement validée et répond à nos attentes, puisque l'estimation est efficace en termes de précision et de reproduction de l'ondulation tout en induisant une erreur d'estimation réduite (Figure IV-23). Celle-ci ne dépasse jamais 1,8 V, toutes estimées confondues.

Le Tableau IV-5 indique les tensions cellules estimées par mesure directe ou par actualisation en fonction des combinaisons des ordres de commande du convertisseur SMC.

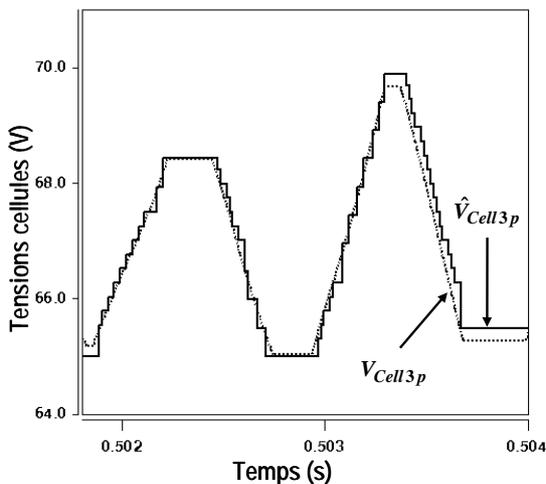


Figure IV-22 Reconstruction de \$V_{Cell3p}\$ avec évolution des cellules adjacentes

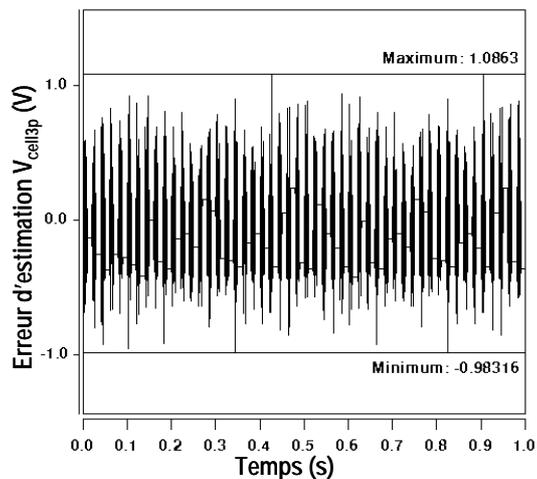


Figure IV-23 Erreur d'estimation reconstruction de \$V_{Cell3p}\$ avec évolution des cellules adjacentes

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	Mesure directe de ...	Actualisation de...	Etats de l'algorithme (étage p / étage n)
+3	{1,1,1,1,1,1}	-	-	8/8
+2	{1,1,0,1,1,1}	V_{cell1p}	V_{cell2p}	7/8
	{1,0,1,1,1,1}	V_{cell2p}	V_{cell1p} et V_{cell3p}	6/8
	{0,1,1,1,1,1}	V_{cell3p}	V_{cell2p}	4/8
+1	{0,0,1,1,1,1}	V_{cell1p}	V_{cell2p}	2/8
	{0,1,0,1,1,1}	V_{cell2p}	V_{cell1p} et V_{cell3p}	3/8
	{1,0,0,1,1,1}	V_{cell3p}	V_{cell2p}	5/8
0	{0,0,0,1,1,1}	-	-	1/8
-1	{0,0,0,1,1,0}	V_{cell1n}	V_{cell2n}	1/7
	{0,0,0,1,0,1}	V_{cell2n}	V_{cell1n} et V_{cell3n}	1/6
	{0,0,0,0,1,1}	V_{cell3n}	V_{cell2n}	1/4
-2	{0,0,0,0,0,1}	V_{cell1n}	V_{cell2n}	1/2
	{0,0,0,0,1,0}	V_{cell2n}	V_{cell1n} et V_{cell3n}	1/3
	{0,0,0,1,0,0}	V_{cell3n}	V_{cell2n}	1/5
-3	{0,0,0,0,0,0}	-	-	1/1

Tableau IV-5 Etats du convertisseur SMC et de l'algorithme : reconstruction des tensions cellules avec évolution des tensions adjacentes

IV.D.5. Problématique des conditions initiales

Lors de la validation de la méthode de reconstruction des tensions cellules à l'aide de la simulation Saber, un phénomène auquel nous ne nous attendions pas est apparu. Ce dernier intervient lorsque les conditions initiales du processus de reconstruction sont différentes des conditions de référence. Ce paragraphe détaille et illustre le phénomène tout en exposant une technique pour y remédier.

a. Reconstruction des tensions cellules avec conditions initiales erronées

La Figure IV-24 nous montre les résultats de simulation obtenus lorsque les conditions initiales de la méthode de reconstruction sont définies pour un bus continu égal à 200 V au lieu de 400 V. Il apparaît clairement qu'à l'aide des mesures directes l'estimée \hat{V}_{cell3p} atteint rapidement sa référence.

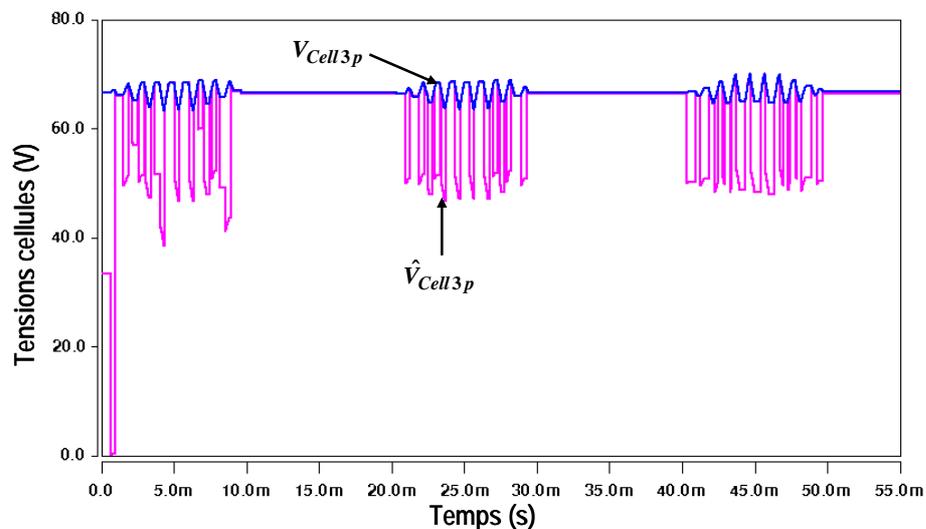


Figure IV-24 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées

Néanmoins, cette dernière ne se stabilise pas comme précédemment, mais ne cesse de s'éloigner de V_{cell3p} . Un phénomène de convergence/divergence se met en place et empêche la tension cellule estimée de s'établir convenablement. Ceci est visible pour l'ensemble des tensions reconstruites.

Afin d'expliquer la divergence ininterrompue, il faut considérer le système dans son ensemble. Ce que nous observons est la conséquence directe de l'interaction existant entre les tensions cellules estimées, de par la prise en compte de l'évolution des cellules adjacentes.

Les Figure IV-25 et Figure IV-26 nous permettent de mettre en évidence et de détailler le phénomène sur un horizon de simulation de 2 ms: la première expose les états de l'algorithme de reconstruction pour l'étage supérieur comme référencés dans le Tableau IV-5 ; la seconde montre les tensions cellules estimées du même étage. En combinant ces deux figures et le tableau, plusieurs étapes sont visibles. Le convertisseur commence à moduler et la structure commute entre les niveaux 0 et +1 en utilisant différents états des signaux de commande. Les tensions cellules réelles et observées de l'étage négatif n'évoluent donc pas, car les ordres de commande associés sont maintenus à 1. Les estimées de l'étage positif évoluent comme suit :

Pour les intervalles $[0,320\mu s]$, $[370\mu s,610\mu s]$, $[740\mu s,920\mu s]$, $[1,1ms,1,21ms]$ et $[1,47ms,1,53ms]$: les trois tensions reconstruites ne varient pas, car l'un des états de l'algorithme dit inutilisables pour la reconstruction a lieu (cf. état 1 – niveau 0 du Tableau IV-5). Lorsque la tension découpée est nulle, les tensions cellules ne varient pas et il n'y a donc aucune actualisation des estimées.

Pour les autres intervalles, nous observons :

1. 320 μs à 370 μs : état 2 – niveau +1 ; une mesure directe de V_{Cell1p} permet à son estimée reconstruite d'atteindre sa référence. Simultanément, il y a actualisation de \hat{V}_{Cell2p} : l'erreur en tension est calculée et reportée intégralement. Néanmoins, cette dernière est conséquente et induit la diminution trop brutale de $\hat{V}_{Cell2p} \cdot \hat{V}_{Cell3p}$ ne varie pas.

2. 610 μs à 740 μs : état 3 - niveau +1 (Tableau IV-5) ; mesure directe de V_{Cell2p} dont l'estimée se recale près de sa référence et actualisation de \hat{V}_{Cell1p} et \hat{V}_{Cell3p} . L'erreur en tension est calculée, divisée en deux et reportée avec les signes qui conviennent. Il est toutefois à noter que cette dernière est très importante, car \hat{V}_{Cell2p} était très éloignée de sa référence avant la mesure directe. \hat{V}_{Cell1p} était recalée correctement. L'actualisation induit une diminution importante, donc une divergence de cette tension cellule reconstruite. Il en est de même pour \hat{V}_{Cell3p} qui diminue davantage.

3. 920 μs à 1,1 ms : état 5 - niveau +1 (Tableau IV-5) ; mesure directe de V_{Cell3p} et actualisation de $\hat{V}_{Cell2p} \cdot \hat{V}_{Cell3p}$ atteint finalement sa référence tandis que \hat{V}_{Cell2p} s'en éloigne à présent à cause de l'erreur en tension conséquente due à la valeur précédente de \hat{V}_{Cell3p} .

4. 1,21 ms à 1,47 ms : état 2 – niveau +1 (Tableau IV-5) ; mesure directe de V_{Cell1p} qui se recale convenablement et actualisation de \hat{V}_{Cell2p} qui s'éloigne davantage de V_{Cell2p} .

5. 1,53 ms à 1,82 ms : état 3 - niveau +1 (Tableau IV-5) ; mesure directe de V_{Cell2p} , mais l'erreur en tension élevée induit à nouveau une divergence de \hat{V}_{Cell1p} et \hat{V}_{Cell3p} .

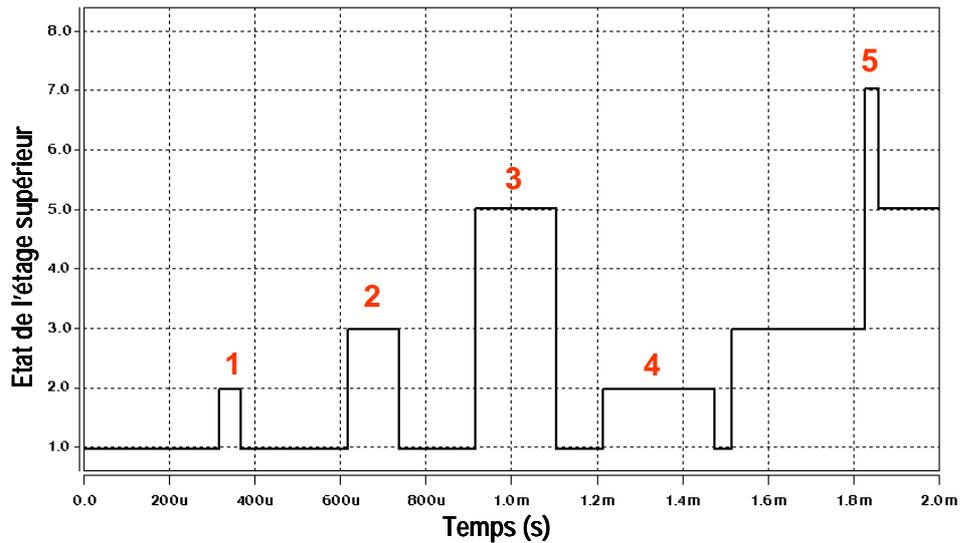


Figure IV-25 Etats de l'algorithme de reconstruction avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées

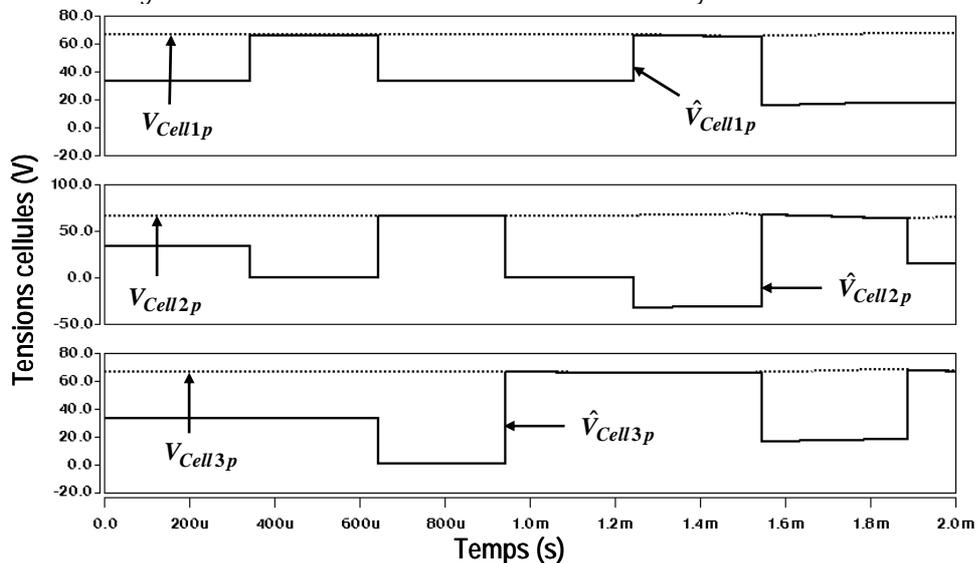


Figure IV-26 Reconstruction des tensions cellules de l'étage supérieur avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées

Comme nous pouvons le constater, lorsque les conditions initiales sont différentes de celles escomptées, l'interaction entre les estimées induit un phénomène de convergence/divergence cyclique. Les mesures directes permettent aux tensions reconstruites de se recalibrer précisément, mais les erreurs en tension trop conséquentes les éloignent rapidement de leurs références, à cause des interactions ajoutées (compensation des tensions adjacentes). Ces événements empêchent toute convergence peu importe le temps écoulé.

b. Taux de report pour les mesures indirectes

Le paragraphe précédent nous a permis de mettre en évidence un aspect essentiel du désagrément engendré par la méconnaissance des conditions initiales. En effet, le processus d'actualisation repose sur le calcul de l'erreur en tension à chaque période d'échantillonnage. La valeur de cette dernière est significative et est intégralement utilisée par l'algorithme. Afin de réduire l'influence de celle-ci et d'assurer la convergence du système, un taux de report K_{ind} a été inséré aux niveaux des équations d'actualisation. Aucune modification n'a été apportée concernant les mesures directes.

Si nous considérons par exemple la configuration du convertisseur illustrée à la Figure IV-21, le système d'équations (Eq.IV-12) devient à présent :

$$\begin{cases} \hat{V}_{cell1p}[k+1] = \hat{V}_{cell1p}[k] - K_{ind} \frac{\Delta V_S}{2} \\ \hat{V}_{cell2p}[k+1] = \hat{V}_{cell2p}[k] + \Delta V_S \\ \hat{V}_{cell3p}[k+1] = \hat{V}_{cell3p}[k] - K_{ind} \frac{\Delta V_S}{2} \end{cases} \quad (Eq. IV-13)$$

pour lequel $0 < K_{ind} < 1$.

L'objectif suivant consiste à déterminer la pondération adéquate à accorder à l'erreur en tension pour assurer la convergence.

c. Résultats de simulation pour le SMC 3x2

Le choix de la valeur du taux de report K_{ind} est effectivement crucial. Il ne peut pas être égal à 1 sinon le système d'équations diverge, comme nous avons pu l'observer, mais il ne doit également pas avoir une valeur trop petite au risque d'obtenir une estimation peu précise.

Les Figure IV-27 à Figure IV-29 présentent les résultats de simulation réalisés avec un taux de report K_{ind} égal à 99%. Cette valeur a été choisie de sorte à limiter l'erreur d'estimation des tensions cellules reconstruites. La première figure permet de démontrer que grâce au taux de report, le système converge correctement vers la valeur de référence de la tension cellule et se maintient proche de celle-ci. La Figure IV-28 propose une vue plus détaillée de V_{Cell3p} et de son estimée \hat{V}_{Cell3p} une fois le régime permanent établi. La reconstruction paraît effectivement moins précise que celle de la Figure IV-22, mais l'ondulation de la tension cellule est précisément reproduite et le niveau de tension de référence est maintenu. L'erreur d'estimation résultante n'excède pas 2,5 V (Figure IV-29).

Ces résultats nous permettent également de conclure que la valeur du taux de report nécessaire à la convergence du système est véritablement très proche de 1. La partie de l'erreur en tension qui n'est plus prise en compte ne correspond qu'à une infime proportion de sa valeur réelle.

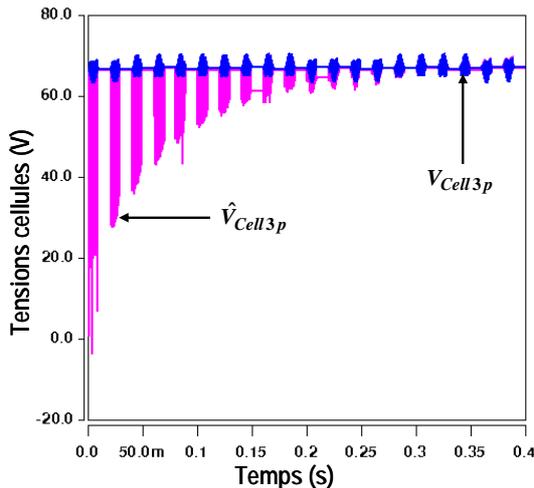


Figure IV-27 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées – $K_{ind} = 0.99$

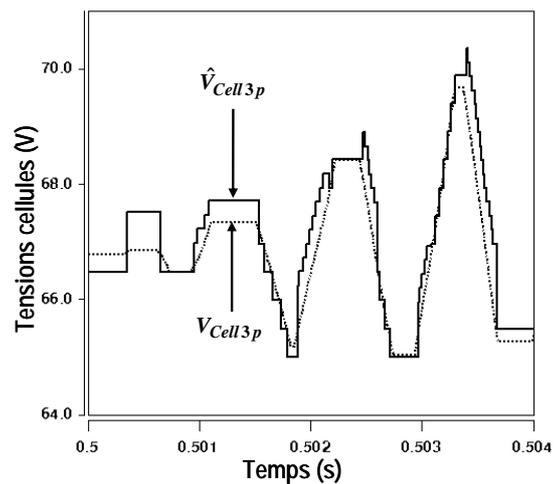


Figure IV-28 Reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées – $K_{ind} = 0.99$

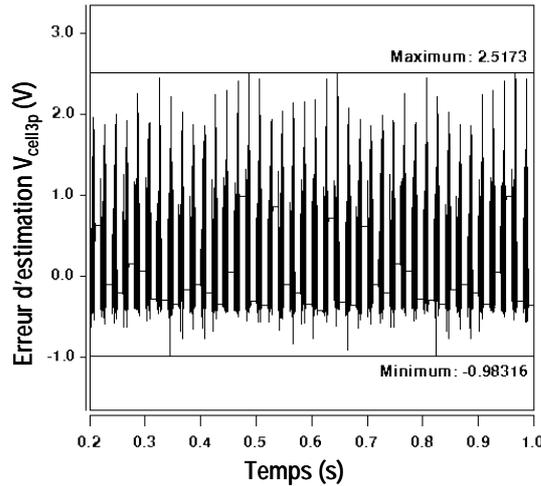


Figure IV-29 Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell3p} avec évolution des cellules adjacentes – conditions initiales erronées – $Kind = 0.99$

IV.D.6. Convertisseur SMC 9 niveaux

La technique de reconstruction des tensions aux bornes des cellules de commutation d'un convertisseur SMC 4x2 (Figure IV-30) s'appuie sur les mêmes hypothèses et méthodes que pour son homologue à 7 niveaux. Le convertisseur SMC 9 niveaux possède une cellule de commutation supplémentaire et de fait, une tension intermédiaire additionnelle.

a. Mise en équation du reconstructeur

De même que précédemment, la tension découpée est à chaque instant une combinaison linéaire des tensions aux bornes des cellules de commutation et des ordres de commande des semi-conducteurs :

$$V_S = SC_{1p} \cdot V_{Cell1p} + SC_{2p} \cdot V_{Cell2p} + SC_{3p} \cdot V_{Cell3p} + SC_{4p} \cdot V_{Cell4p} - (1 - SC_{1n}) \cdot V_{Cell1n} - (1 - SC_{2n}) \cdot V_{Cell2n} - (1 - SC_{3n}) \cdot V_{Cell3n} - (1 - SC_{4n}) \cdot V_{Cell4n} \quad (\text{Eq. IV-14})$$

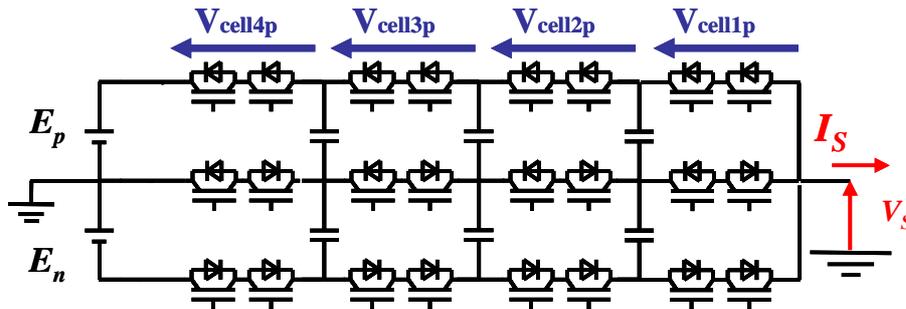


Figure IV-30 Onduleur de tension SMC 4x2

La problématique de référence par rapport à la cellule de commutation lors de la détermination de cette équation s'applique également et le Tableau IV-6 regroupe les deux expressions de cette dernière. Les tensions cellules peuvent être exprimées de manière générale comme suit :

$$\begin{cases} V_{cell1} = V_{C1} \\ V_{cell2} = V_{C2} - V_{C1} \\ V_{cell3} = V_{C3} - V_{C2} \\ V_{cell4} = E - V_{C3} \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-15})$$

La méthode de reconstruction pour les différents états du convertisseur repose sur les mêmes méthodes de correction lors de l'évolution d'une ou de deux tensions intermédiaires. Cette dernière ne sera donc pas présentée à nouveau. La configuration qui a attiré notre attention concerne la reconstruction des tensions cellules lors de l'évolution des trois tensions intermédiaires de la structure (cas grisés du Tableau IV-6) pour les niveaux de tension +2 et -2. Ce cas est exposé et illustré au paragraphe suivant.

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	Tension de sortie V_S	
		Expression 1	Expression 2
+4	{1,1,1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell2p} + V_{cell3p} + V_{cell4p}$
+3	{1,1,1,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell1p}$	$V_S = V_{cell2p} + V_{cell3p} + V_{cell4p}$
	{1,1,0,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell2p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell3p} + V_{cell4p}$
	{1,0,1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell3p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell2p} + V_{cell4p}$
	{0,1,1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell4p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell2p} + V_{cell3p}$
+2	{1,1,0,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell2p}$	$V_S = V_{cell3p} + V_{cell4p}$
	{1,0,1,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell3p}$	$V_S = V_{cell2p} + V_{cell4p}$
	{1,0,0,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell2p} - V_{cell3p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell4p}$
	{0,1,1,0,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell4p}$	$V_S = V_{cell2p} + V_{cell3p}$
	{0,1,0,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell2p} - V_{cell4p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell3p}$
	{0,0,1,1,1,1,1,1}	$V_S = E_p - V_{cell3p} - V_{cell4p}$	$V_S = V_{cell1p} + V_{cell2p}$
+1	{0,0,0,1,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell1p}$	$V_S = E_p - V_{cell2p} - V_{cell3p} - V_{cell4p}$
	{0,0,1,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell2p}$	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell3p} - V_{cell4p}$
	{0,1,0,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell3p}$	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell2p} - V_{cell4p}$
	{1,0,0,0,1,1,1,1}	$V_S = V_{cell4p}$	$V_S = E_p - V_{cell1p} - V_{cell2p} - V_{cell3p}$
0	{0,0,0,0,1,1,1,1}	$V_S = 0$	
-1	{0,0,0,0,1,1,1,0}	$V_S = -V_{cell1n}$	$V_S = -E_n + V_{cell2n} + V_{cell3n} + V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,1,1,0,1}	$V_S = -V_{cell2n}$	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell3n} + V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,1,0,1,1}	$V_S = -V_{cell3n}$	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell2n} + V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,0,1,1,1}	$V_S = -V_{cell4n}$	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell2n} + V_{cell3n}$
-2	{0,0,0,0,1,1,0,0}	$V_S = -E_n + V_{cell3n} + V_{cell4n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell2n}$
	{0,0,0,0,1,0,1,0}	$V_S = -E_n + V_{cell2n} + V_{cell4n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell3n}$
	{0,0,0,0,1,0,0,1}	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell4n}$	$V_S = -V_{cell2n} - V_{cell3n}$
	{0,0,0,0,0,1,1,0}	$V_S = -E_n + V_{cell2n} + V_{cell3n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,0,1,0,1}	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell3n}$	$V_S = -V_{cell2n} - V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,0,0,1,1}	$V_S = -E_n + V_{cell1n} + V_{cell2n}$	$V_S = -V_{cell3n} - V_{cell4n}$
-3	{0,0,0,0,0,0,0,1}	$V_S = -E_n + V_{cell1n}$	$V_S = -V_{cell2n} - V_{cell3n} - V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,0,0,1,0}	$V_S = -E_n + V_{cell2n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell3n} - V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,0,1,0,0}	$V_S = -E_n + V_{cell3n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell2n} - V_{cell4n}$
	{0,0,0,0,1,0,0,0}	$V_S = -E_n + V_{cell4n}$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell2n} - V_{cell3n}$
-4	{0,0,0,0,0,0,0,0}	$V_S = -E_n$	$V_S = -V_{cell1n} - V_{cell2n} - V_{cell3n} - V_{cell4n}$

Tableau IV-6 Etats du convertisseur SMC 4x2 et expressions simplifiées de la tension découpée: reconstruction des tensions

b. Exemple illustratif : évolution de trois tensions intermédiaires

Considérons la configuration du convertisseur SMC 4x2 suivante pour laquelle les signaux de commande des semi-conducteurs sont: {1,0,1,0,1,1,1,1}.

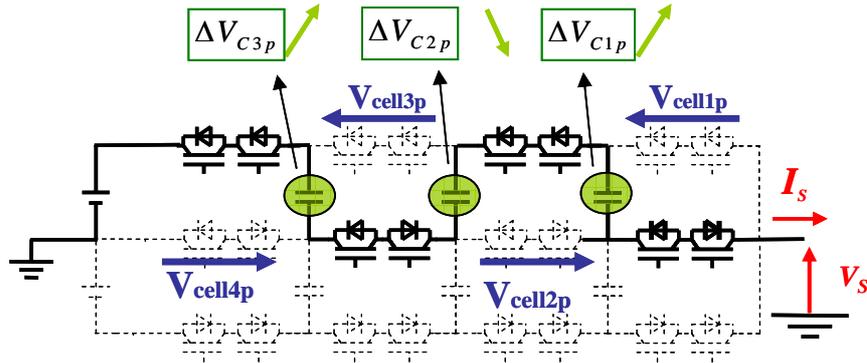


Figure IV-31 SMC 4x2 - cellules adjacentes : évolution de trois tensions intermédiaires

Si le courant de charge est positif, les condensateurs C_{1p} et C_{3p} se chargent et C_{2p} se décharge. Les trois variations sont équivalentes, mais avec des signes alternés. Compte tenu des expressions des tensions cellules indiquées au paragraphe IV.D.6.a, V_{cell1p} et V_{cell3p} augmentent tandis que V_{cell2p} et V_{cell4p} diminuent.

L'expression de la tension découpée : $V_s = E_p - V_{cell3p} - V_{cell1p}$ permet de déterminer directement la correction globale pour les tensions V_{cell1p} et V_{cell3p} . Celle-ci correspond en fait à l'évolution des trois tensions intermédiaires : $\Delta V_s = \Delta V_{cell3p} + \Delta V_{cell1p} = 3 \cdot \Delta V_{Cap}$. Il suffit finalement de considérer le nombre de condensateurs qui influent sur chacune de deux tensions cellules : 1 seul pour V_{cell1p} et 2 pour V_{cell3p} .

Le loi de correction par rétroaction pour ces deux tensions est donc positive (accroissement) et proportionnelle à l'effet des tensions intermédiaires :

$$\begin{cases} \hat{V}_{Cell1p}[k+1] = \hat{V}_{Cell1p}[k] + \frac{\Delta V_s[k]}{3} \\ \hat{V}_{Cell3p}[k+1] = \hat{V}_{Cell3p}[k] + \frac{2}{3} \Delta V_s[k] \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-16})$$

De manière similaire, C_{1p} et C_{2p} agissent sur V_{cell2p} , et C_{3p} sur V_{cell4p} . Les équations d'actualisation de ces tensions sont de fait :

$$\begin{cases} \hat{V}_{Cell2p}[k+1] = \hat{V}_{Cell2p}[k] - \frac{2}{3} \Delta V_s[k] \\ \hat{V}_{Cell4p}[k+1] = \hat{V}_{Cell4p}[k] - \frac{\Delta V_s[k]}{3} \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-17})$$

c. Résultats de simulation pour le SMC 4x2

Les Figure IV-32 et Figure IV-33 montrent les résultats de simulation d'un convertisseur SMC 4x2 obtenus pour la technique de reconstruction intégrant l'évolution des cellules adjacentes. Les conditions initiales de l'algorithme sont connues.

Nous avons choisi de conserver les mêmes paramètres électriques (charge, valeur des demi-bus continus, fréquence de découpage, etc.) et numériques que pour la simulation du convertisseur SMC 3x2, à l'exception du nombre de cellules de la structure et de fait de leurs tensions de référence. L'ajout d'un condensateur supplémentaire par étage implique que les niveaux des tensions intermédiaires diminuent:

$$\begin{cases} V_{C1p} = V_{C1n} = E / 4 \\ V_{C2p} = V_{C2n} = 2 \times E / 4 \\ V_{C3p} = V_{C3n} = 3 \times E / 4 \end{cases} \quad (\text{Eq. IV-18})$$

Par conséquent, les tensions cellules de la structure évoluent à présent autour de $E / 4 = 50 \text{ V}$. Nous avons à nouveau choisi de ne montrer qu'une seule tension cellule. La Figure IV-32 établit l'exactitude de la technique de reconstruction développée pour le convertisseur SMC 4x2 qui répond aux exigences de précision d'estimation et de limite de l'erreur résultante (Figure IV-33).

Nous avons choisi de présenter les résultats de simulation pour des conditions initiales connues. Néanmoins, la problématique relative à la convergence de cette méthode, induisant l'insertion d'un taux de report, est toujours présente.

Contrairement à son homologue utilisant les tensions intermédiaires, la technique de reconstruction des tensions aux bornes des cellules de commutation n'est pas généralisable. En effet, chaque état du convertisseur doit être étudié en fonction des signaux de commande afin de déterminer la proportion de l'erreur nécessaire à la correction des tensions cellules. Cette méthode a été développée pour les convertisseurs SMC 7 et 9 niveaux, mais se révèle beaucoup plus complexe à mettre en œuvre pour les niveaux supérieurs de cette topologie.

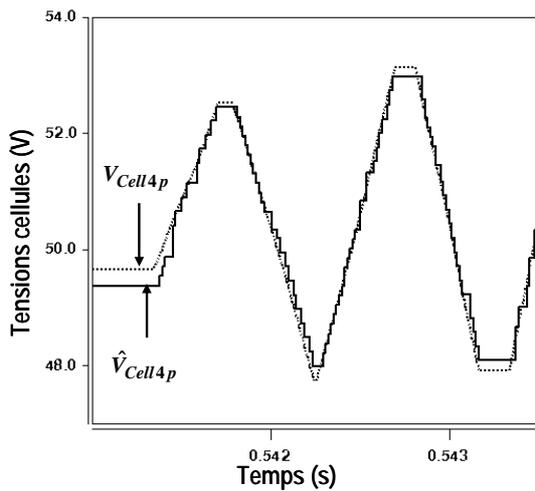


Figure IV-32 SMC 4x2 - Reconstruction de V_{Cell4p} avec évolution des cellules adjacentes

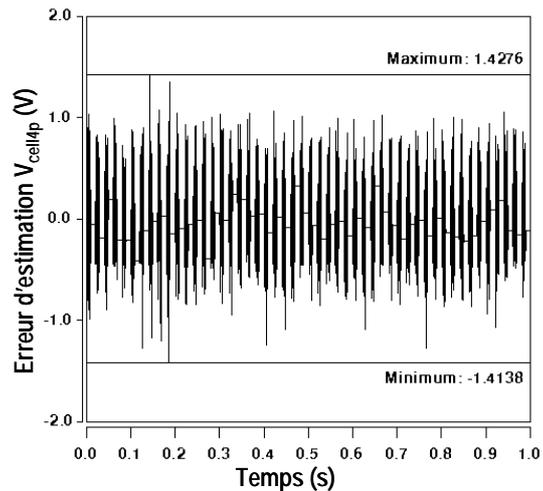


Figure IV-33 SMC 4x2 - Erreur d'estimation reconstruction de V_{Cell4p} avec évolution des cellules adjacentes

IV.E. INFLUENCE DU BRUIT DE MESURE EN TENSION

Dans cette dernière section, nous nous sommes intéressés à l'influence du bruit de mesure quant à l'estimation réalisée. Cette étude a été effectuée pour la reconstruction des tensions intermédiaires, mais les résultats et méthodes proposées peuvent être appliqués à la reconstruction des tensions cellules également.

Les demi-bus continus, ainsi que la tension découpée, sont mesurés par des capteurs de tension qui occasionnent une certaine perte d'information et rendent la technique de reconstruction sensible au bruit. Nous avons donc étudié son effet en ajoutant un bruit blanc d'amplitude égale à 4 volts à la tension découpée avant échantillonnage. Ce dernier, présenté à la Figure IV-34, correspond approximativement à 2% de la référence V_{C2p} et à 2/3 de l'ondulation maximale des tensions intermédiaires pour un courant de charge de 20 ampères crête. Nous n'avons pas jugé nécessaire

d'augmenter l'amplitude de ce bruit, puisque les surtensions dues à la commutation des semi-conducteurs n'interfèrent pas avec la technique de reconstruction grâce à la mise en place d'un temps d'attente des calculs de l'algorithme lors d'un changement d'état du convertisseur (cf. IV.B.3).

La Figure IV-35 montre l'allure de la tension découpée bruitée avant son échantillonnage et son utilisation dans la simulation Saber du système réel. Les Figure IV-36 et Figure IV-37 exposent respectivement la tension intermédiaire reconstruite \hat{V}_{C2p} , résultant d'une telle opération, ainsi que l'erreur d'estimation associée. Si nous comparons la Figure IV-37 avec la Figure IV-12 (son homologue pour laquelle les mesures de tension étaient supposées idéalement non bruitées) nous observons que l'erreur d'observation est multipliée par un facteur 5, mais demeure constante au court du temps. Ceci caractérise particulièrement bien la sensibilité au bruit de la méthode de reconstruction et les conséquences que cela pourrait avoir sur une implantation future sur le système réel. De plus, la Figure IV-36 illustre tout à fait le manque de précision à reproduire l'ondulation de la tension intermédiaire occasionné par la présence du bruit blanc.

Ces quelques remarques et observations justifient la recherche et la mise en place de techniques permettant de réduire l'influence du bruit engendré par les capteurs de tension. Les deux méthodes d'atténuation du bruit que nous vous présentons dans cette section ont été développées pour le reconstructeur de tensions intermédiaires, mais sont applicables au cas des tensions cellules également.

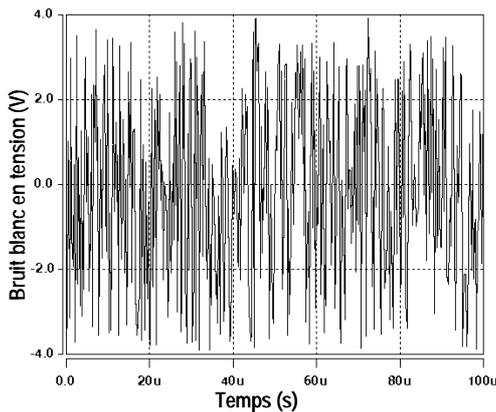


Figure IV-34 Bruit blanc en tension ajouté à la tension découpée

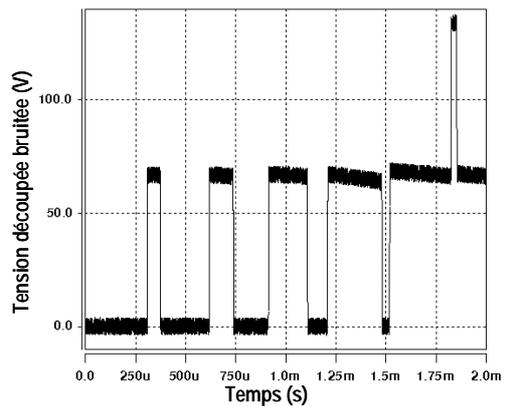


Figure IV-35 Tension découpée bruitée avant échantillonnage

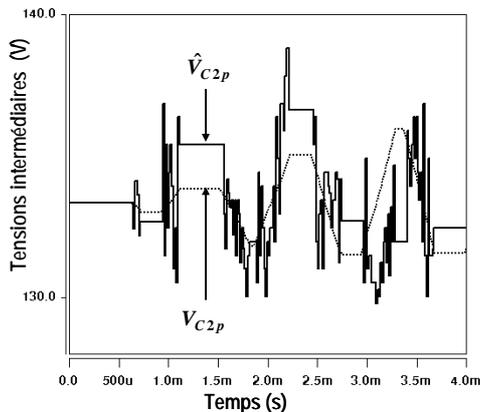


Figure IV-36 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées

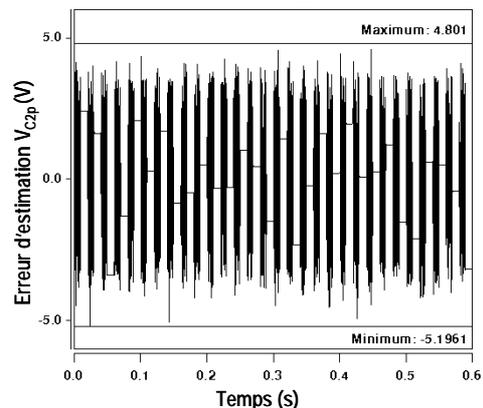


Figure IV-37 Erreur d'estimation reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées

IV.E.1. Méthode de moyennage

Le convertisseur SMC est généralement utilisé pour des applications de forte puissance, ce qui implique une faible fréquence de découpage. La période d'échantillonnage qui a été choisie ($15\mu\text{s}$) permet le suréchantillonnage et par conséquent la mise en place d'une méthode de moyennage des mesures effectuées.

a. Principe de la méthode

Le principe de cette méthode consiste à intercaler un processus de moyennage entre la sortie du convertisseur analogique numérique (CAN) et l'entrée de l'algorithme de reconstruction des tensions intermédiaires, comme présenté par la Figure IV-38.

N_{max} correspond au nombre maximal d'échantillons de la même grandeur que le bloc emmagasine et traite. Ce dernier s'appuie sur un procédé de moyennage avec une mise à zéro à chaque instant de commutation des interrupteurs. Suite à une variation de l'état du convertisseur, le bloc acquiert les mesures effectuées à chaque période d'échantillonnage et réalise la moyenne de celles-ci jusqu'à ce que leur nombre atteigne N_{max} . Par la suite, un processus de fenêtre glissante assure un nombre fixe de valeurs moyennées. Pour une raison évidente, la sortie du bloc de moyennage n'est autorisée que lorsque deux valeurs au moins ont été acquises et traitées. Utilisé seul, un premier échantillon fortement bruité pourrait créer un effet néfaste sur l'estimation des tensions intermédiaires.

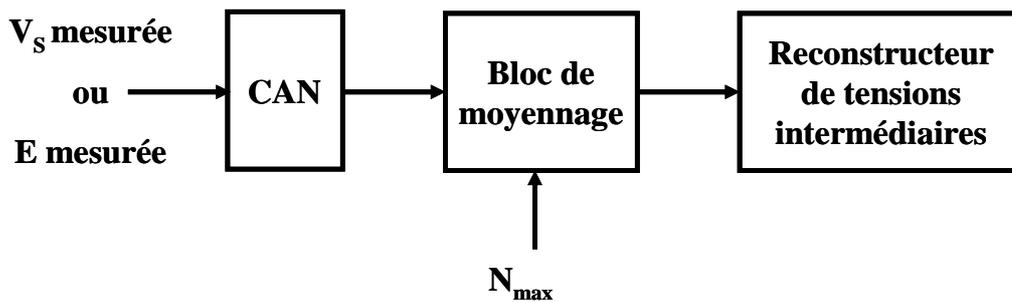
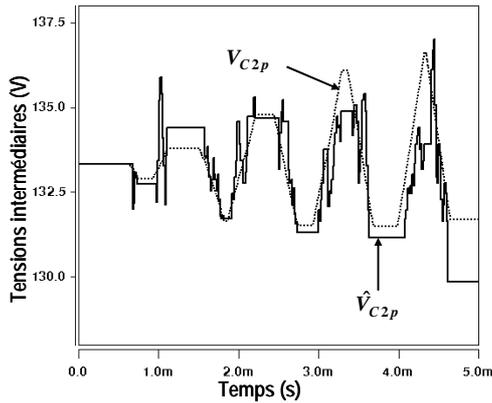
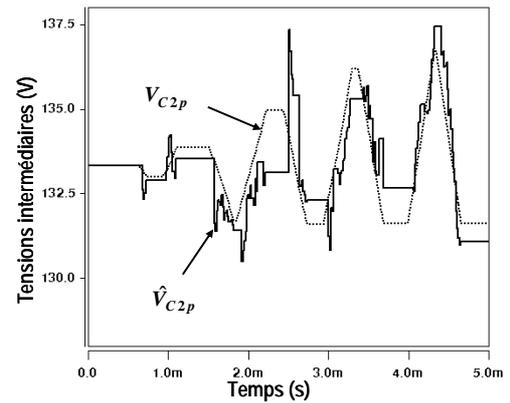
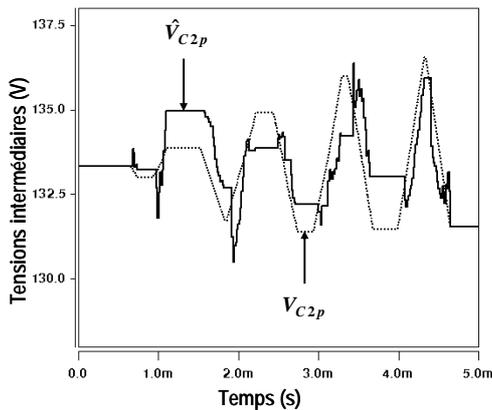
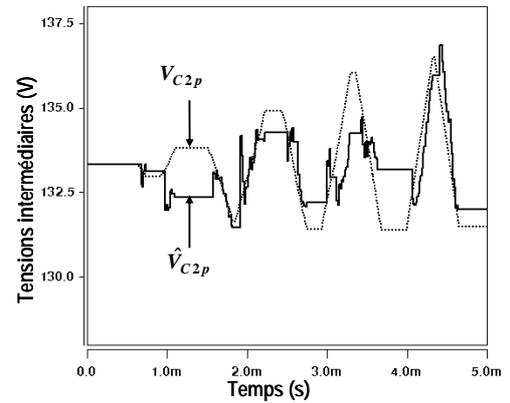


Figure IV-38 Méthode de moyennage des mesures de tension

b. Résultats de simulation

Les Figure IV-39 à Figure IV-42 illustrent le fonctionnement de la méthode de moyennage en présence de bruit de mesure (Figure IV-34) pour différentes valeurs croissantes du nombre maximal d'échantillons N_{max} . Il apparaît très clairement que la tension intermédiaire observée \hat{V}_{C2p} , fortement bruitée (Figure IV-36) sans moyennage, a tendance à se lisser lorsque N_{max} augmente ; les pics occasionnés par le bruit de mesure s'estompent. Néanmoins, les instants pour lesquels deux échantillons uniquement sont moyennés peuvent s'avérer toujours légèrement handicapants, car certains pics persistent au niveau de la tension observée. Il est aussi à noter que l'ondulation de la tension intermédiaire reconstruite peut devenir moins précise si N_{max} est trop important. L'erreur d'observation résultante, non illustrée, demeure constante dans le temps pour chaque valeur du taux de report et atteint des valeurs minimales lorsque N_{max} est compris entre 5 et 7 pour ce niveau de bruit.


 Figure IV-39 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées
 $N_{max} = 3$

 Figure IV-40 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées
 $N_{max} = 5$

 Figure IV-41 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées
 $N_{max} = 7$

 Figure IV-42 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées
 $N_{max} = 10$

La méthode de moyennage apparaît comme un compromis entre réduction du bruit de mesure et délai quant à la reconstruction des tensions intermédiaires. Le nombre maximal d'échantillons à moyennner doit être fixé en tenant compte de la fréquence de découpage des interrupteurs, de l'importance du bruit de mesure et du délai de reconstruction occasionné.

IV.E.2. Taux de report

Le principe même de la méthode de reconstruction repose sur le calcul de l'erreur entre la tension découpée mesurée et son estimée à chaque période d'échantillonnage. Jusqu'à présent, il s'avère que l'intégralité de cette erreur en tension était utilisée, afin d'actualiser les éventuelles tensions intermédiaires concernées. Néanmoins, les mesures effectuées par les capteurs de tension contiennent maintenant un biais qui fausse l'estimation réalisée. Ce biais, d'un niveau faible quant aux références des tensions intermédiaires, devient non négligeable lors du calcul de l'erreur en tension de par sa prise en compte intégrale. Nous avons de fait cherché une manière de le limiter.

a. Principe de la méthode

La seconde stratégie mise en place pour limiter l'influence du bruit de mesure consiste à insérer un taux de report K_r , qui a pour objectif de pondérer la correction en tension des estimées. En effet, l'erreur en tension ΔV_s est calculée à chaque période d'échantillonnage et multipliée par un certain coefficient, elle permet de corriger les tensions intermédiaires reconstruites. Pour l'instant, celle-ci est utilisée dans son intégralité, mais elle peut être réduite afin de modérer l'action de reconstruction. Si nous considérons un cas simple comme une mesure directe, l'équation de correction de l'estimée deviendrait :

$$\hat{V}_c[k+1] = \hat{V}_c[k] + /- K_r \cdot \Delta V_s[k] \quad (\text{Eq. IV-19})$$

avec $0 \leq K_r \leq 1$. Cette technique équivaut à filtrer les échantillons de tension découpée avant de les employer pour la méthode de reconstruction.

b. Résultats de simulation

Les Figure IV-43 à Figure IV-46 exposent les résultats de simulation mettant en œuvre l'influence du taux de report pour des valeurs décroissantes de celui-ci, réduisant ainsi graduellement le pourcentage de l'erreur en tension utilisée. De même que pour la méthode de moyennage, nous observons un lissage de l'estimée \hat{V}_{C2p} qui est d'autant plus marqué que le taux de report diminue. L'erreur d'estimation résultante, non illustrée, est constante dans le temps pour chaque valeur du taux de report et atteint des valeurs minimales pour K_r , compris entre 0.2 et 0.4 pour ce niveau de bruit.

Si nous considérons plus précisément la Figure IV-46, celle-ci laisse aussi entrevoir une remarque intéressante pour les faibles valeurs du taux de report. En effet, l'erreur en tension calculée à chaque période d'échantillonnage $\Delta V_s[k]$ contient deux informations : un biais en tension provenant de la présence du bruit, ainsi que la correction exacte entre la tension intermédiaire réelle et son estimée. Lorsque la tension observée est à son niveau de référence, la correction s'avère faible et d'une valeur équivalente, voire inférieure, à l'amplitude du bruit de mesure. Dans ces conditions, réduire de manière trop conséquente le taux de report peut entraîner la perte de l'information dont nous avons besoin. Il apparaît de manière évidente que le taux de report doit être ajusté en fonction du niveau de bruit expérimental en présence.

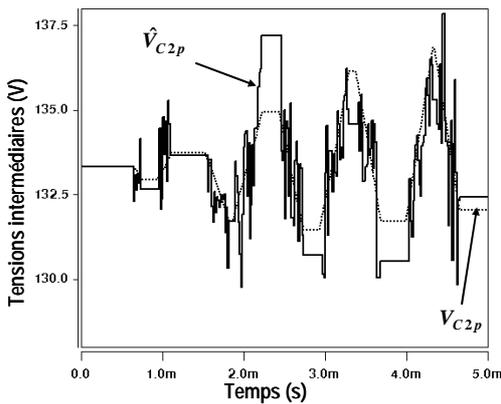


Figure IV-43 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées $Kr=0.8$

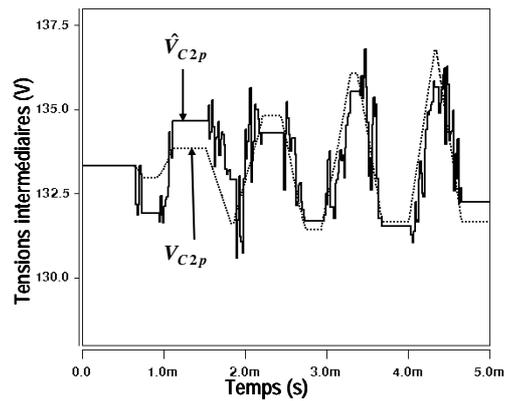


Figure IV-44 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées $Kr=0.6$

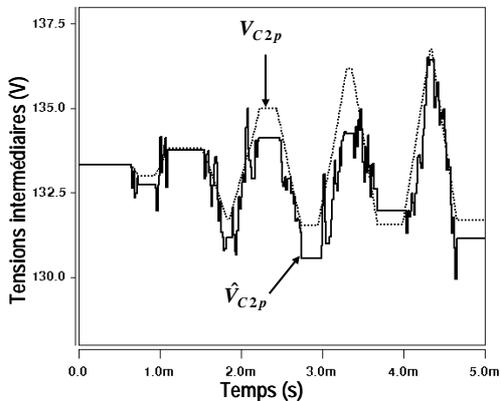


Figure IV-45 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées $Kr=0.4$

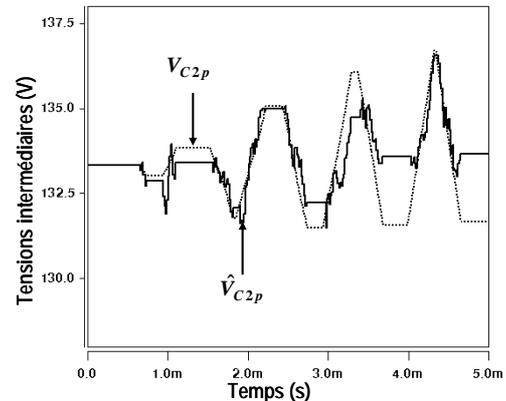


Figure IV-46 Reconstruction V_{C2p} avec mesures bruitées $Kr=0.2$

IV.F. CONCLUSION

Ce chapitre décrit une technique précise de reconstruction des tensions aux bornes des condensateurs flottants et des cellules de commutation d'un convertisseur SMC.

La première démarche consiste à analyser les configurations de la topologie, en fonction des ordres de commande, de sorte à déterminer les différentes expressions de la tension de sortie. Le tableau ainsi établi permet la mise en place d'un reconstructeur de tension, opérationnel mais incomplet, fondé sur les mesures *Directes* des tensions concernées. De simples observations du système permettent de pallier le manque de précision et d'atteindre une reconstruction rigoureuse en intégrant les notions de mesures *Indirectes*.

Nous avons démontré par la suite que le reconstructeur de tension est une méthode précise, mais également robuste puisque ses équations ne dépendent pas des paramètres du système ou de la charge. Ses seules limites sont : un certain délai d'établissement au démarrage et une sensibilité au bruit et biais de mesure de la tension de sortie. Divers procédés peuvent être utilisés pour contrer ce dernier aspect.

Lors de l'approfondissement de cette méthode, l'enjeu était de faire prévaloir la simplicité d'implantation de l'observateur plutôt que l'utilisation des informations déjà connues. La technique de reconstruction requiert effectivement un capteur de tension de sortie, capteur qui vient en supplément du dispositif habituel de commande du courant de charge. Ceci entraîne donc un surcoût du système de contrôle qui doit cependant être relativisé au regard du coût que représente l'installation de capteurs aux bornes de tous les condensateurs internes de la structure SMC. Pour un onduleur SMC 3x2, le reconstructeur nécessite l'ajout de 3 capteurs de tension au lieu de 12 capteurs différentiels pour la mesure des tensions intermédiaires.

Cela induit néanmoins des coûts additionnels en cas d'industrialisation. Le chapitre suivant présente une technique d'estimation fondée sur les données de base du système.

CHAPITRE V

ESTIMATION DES TENSIONS INTERMEDIAIRES

V.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE

La problématique de recherche mise en jeu est identique à celle du chapitre précédent. L'observation des tensions internes de la structure SMC répond à un besoin de réduction des coûts en vue d'une réalisation industrielle du convertisseur. En effet, le fonctionnement sûr et optimal de la topologie SMC repose sur un contrôle actif de ces grandeurs. Elles sont actuellement directement mesurées, mesure difficile et coûteuse de par les niveaux de tension et de puissance en présence.

Nous avons donc cherché à développer une méthode d'estimation robuste et performante, à partir des informations déjà fournies par le système de pilotage du convertisseur : demi-bus continu (sécurité) ; ordres de commande (modulateur) et courants de phase (commande en boucle fermée).

La technique de reconstruction exposée au chapitre IV ne répond pas à ce critère, car elle requiert l'ajout d'un capteur de tension supplémentaire par phase.

Ce chapitre propose une méthode d'estimation des tensions internes du SMC qui tente de répondre à nos attentes en intégrant la mesure du courant de charge.

V.B. PRINCIPE DE LA METHODE D'EMULATION

La technique d'émulation consiste en une simulation numérique en temps réel des tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur SMC [RUE]. Les signaux de commande des semi-conducteurs indiquent quelles tensions intermédiaires varient et une intégration pondérée du courant de charge permet de quantifier cette variation. Cette méthode nécessite donc la connaissance à tout instant de l'état des interrupteurs et de la mesure du courant de charge, ce qui est généralement le cas pour des raisons liées à la commande. Ainsi, cette technique n'introduit pas l'ajout de capteurs supplémentaires.

La Figure V-1 présente les différentes entrées (courant de charge et signaux de commande) et sorties (tensions intermédiaires estimées) essentielles à la technique d'émulation. Les calculs de l'algorithme sont effectués à une certaine période d'échantillonnage et les estimées peuvent être considérées à la fois comme des entrées et des sorties du procédé, puisque les quantités calculées à l'instant $t_k = k.T_e$ sont utilisées pour déduire celles à l'instant t_{k+1} .

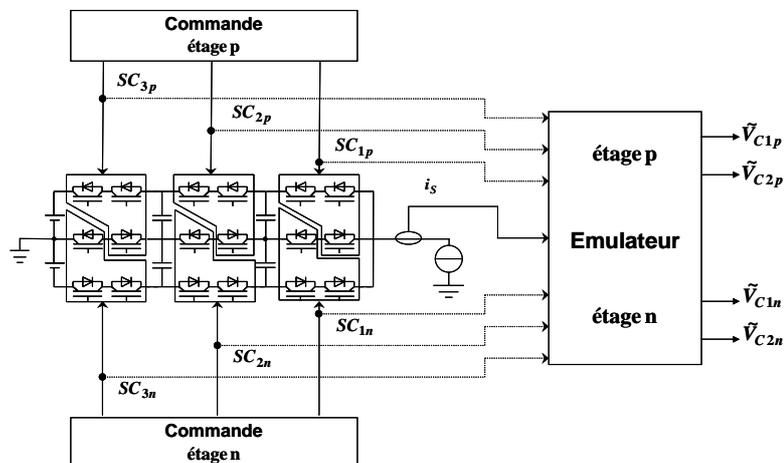


Figure V-1 Entrées/sorties de la technique d'émulation

V.B.1. Equations du système (en courant)

Le courant instantané i_{C_i} circulant à travers le condensateur flottant C_i peut être exprimé en fonction des ordres de commande des cellules adjacentes à celui-ci et du courant de charge i_s , comme illustré par la Figure V-2 :

$$i_{C_i} = (SC_{i+1} - SC_i) \cdot i_s \quad (Eq. V-1)$$

Représentation fonctionnelle

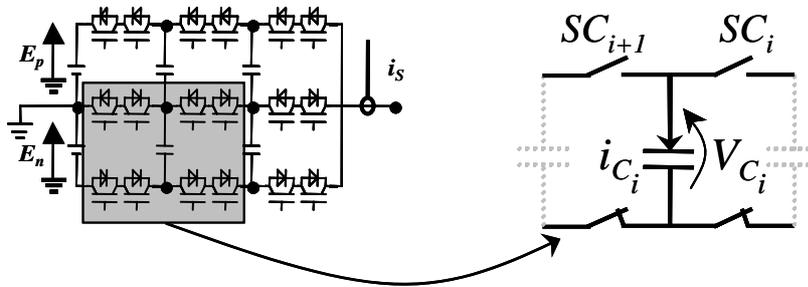


Figure V-2 Représentation fonctionnelle d'une unité générique du convertisseur SMC

Ainsi, les dérivées des tensions intermédiaires sont à chaque instant des combinaisons linéaires du courant de charge. Les équations ci-dessous présentent l'expression de chaque dérivée pour un étage du convertisseur SMC 3x2 :

$$\dot{v}_{C1} = \frac{(SC_2 - SC_1)}{C_1} i_s \quad (Eq. V-2)$$

$$\dot{v}_{C2} = \frac{(SC_3 - SC_2)}{C_2} i_s \quad (Eq. V-3)$$

La distinction entre l'étage positif et l'étage négatif n'est pas nécessaire, car les expressions sont identiques. La différence entre les ordres de commande des deux cellules adjacentes est calculée, afin de déterminer si le courant de charge circule à travers un condensateur flottant ou non. Cette différence est par la suite intégrée en fonction du courant de charge pondéré pour estimer les tensions intermédiaires, comme illustré par la Figure V-3.

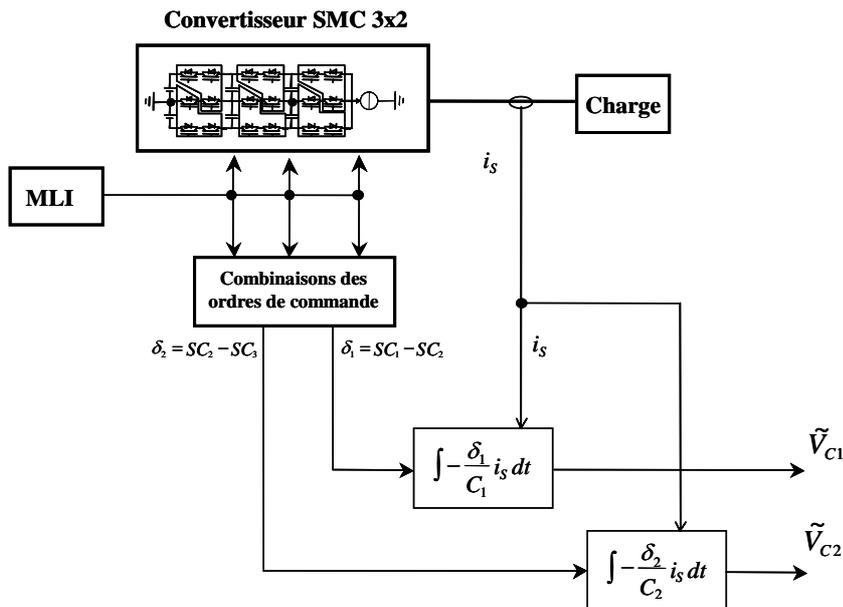


Figure V-3 Principe fondamental de la méthode d'émulation

L'un des avantages majeurs de cette technique est sa faible sensibilité au bruit de mesure. En effet, cette méthode repose sur une mesure du courant de charge et seule son intégration est utilisée par l'algorithme d'estimation. Même un offset de courant ne s'avèrerait pas critique, puisque le courant circule alternativement à travers les condensateurs flottants.

V.B.2. Résolution numérique et numérisation des équations

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus à l'aide du logiciel de simulation SABER et les algorithmes ont été programmés en vue d'une implantation dans un composant de type Processeur ou FPGA. Les composants de type FPGA qui permettent l'utilisation de virgules flottantes sont généralement fort coûteux. Nous nous sommes donc dirigés vers une implémentation à virgule fixe en complément à 2. Cette section décrit la procédure de numérisation des équations de l'observateur [MON][RUE].

Cette dernière consiste en une conversion analogique numérique et une mise à l'échelle des quantités en courant et en tension. Cette première étape peut être schématisée par les équations ci-dessous :

pour les grandeurs en courant :

$$i_{réel} = K_i \times I_{num} \quad (\text{Eq. V-4})$$

pour les grandeurs en tension :

$$v_{réel} = K_v \times V_{num} \quad (\text{Eq. V-5})$$

pour lesquelles $i_{réel}$ et $v_{réel}$ sont respectivement les grandeurs physiques du système, et I_{num} et V_{num} leurs équivalents numériques. Ces dernières sont codées sur un certain nombre de bits, qui peut être identique ou différent en fonction de la précision exigée pour les calculs. K_i et K_v sont les facteurs d'échelle introduits pour les grandeurs de même type :

pour les grandeurs en courant (signées) :

$$K_i = \frac{I_{S\max}}{2^{N-1} - 1} \quad (\text{Eq. V-6})$$

pour les grandeurs en tension (non signées) :

$$K_v = \frac{V_{\max}}{2^N - 1} \quad (\text{Eq. V-7})$$

Ils dépendent des valeurs maximales en courant $I_{S\max}$ et en tension V_{\max} du système. N correspond au nombre de bits utilisés pour coder ces quantités.

Les grandeurs mesurées : courant de charge et demi-bus continus, sont échantillonnées à une fréquence fixe, puis mises à l'échelle et numérisées par un convertisseur analogique numérique (CAN).

Le principe de numérisation que nous allons présenter à présent peut être appliqué à toutes les équations du système, mais une seule sera étudiée pour des raisons de clarté de présentation. L'équation caractérisant l'évolution de v_{C2} est utilisée comme exemple.

La discrétisation de l'équation (Eq. V.3) est obtenue par application de la méthode d'Euler rappelée ci-dessous :

$$v_{C2}[k+1] = v_{C2}[k] + T_e \cdot \dot{v}_{C2}[k] \quad (\text{Eq. V-8})$$

d'où :

$$v_{C2}[k+1] = v_{C2}[k] - T_e \cdot \frac{\delta_2}{C_2} \cdot i_s[k] \quad (\text{Eq. V-9})$$

$\delta_2 = SC_2 - SC_3$ correspond à la différence entre les ordres de commande des cellules adjacentes concernées.

Après application des facteurs d'échelle, toutes les entrées (courant et tensions) sont codées sur N bits en complément à 2 :

$$V_{c2}[k+1] = V_{c2}[k] - \delta_2 \cdot \alpha \cdot I_s[k] \quad (\text{Eq. V-10})$$

avec $\alpha = T_e \cdot \frac{1}{C_2} \cdot \frac{K_i}{K_v}$.

Néanmoins, le coefficient α est bien inférieur à 1 et l'erreur d'arrondi le forcerait à 0. Pour cette raison, l'équation numérique est multipliée par un coefficient (2^l), afin de rendre l'erreur d'arrondi acceptable. L'équation numérique à implanter est en définitive la suivante :

$$V_{c2}^l[k+1] = V_{c2}^l[k] - \alpha_l \cdot \delta_2 \cdot I_s[k] \quad (\text{Eq. V-11})$$

avec : $\alpha_l = 2^l \cdot \alpha$ et $V_{c2}^l = 2^l \cdot V_{c2}$.

Les performances de l'estimateur dépendent donc d'un certain nombre de paramètres qui définissent sa résolution numérique et donc sa précision :

- ✓ la période d'échantillonnage T_e ;
- ✓ le nombre de bits de codage des grandeurs (tension et courant) N ;
- ✓ la précision des coefficients après multiplication par le facteur (2^l).

Dans notre cas, les valeurs des paramètres l et α_l sont définies de sorte à ce que l'erreur d'arrondi ne représente qu'1% des quantités.

La Figure V-4 illustre les opérations internes de la méthode d'émulation, ainsi que les entrées et sorties de celle-ci.

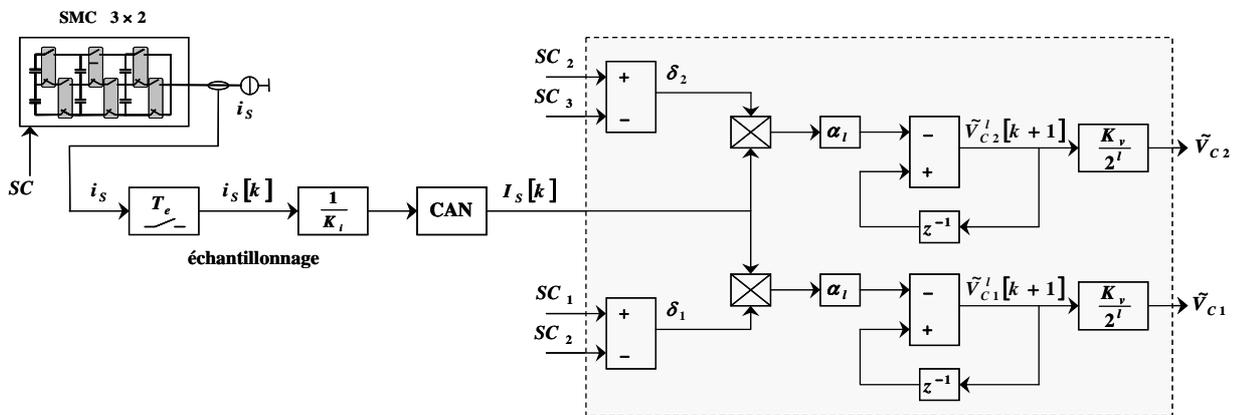


Figure V-4 Opérations internes de la technique d'émulation

V.B.3. Interface de simulation

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus à l'aide du logiciel de simulation Saber et les algorithmes ont été programmés en vue une implémentation à virgule fixe en complément à 2. Le schéma de simulation Saber utilisé dans ce chapitre comprend un convertisseur SMC 3x2 monophasé commandé à l'aide d'une MLI intersective classique et une charge RL. Les caractéristiques électriques du convertisseur sont celles du prototype triphasé actuellement en utilisation au laboratoire et sont présentées en Annexe A. La tension découpée, ainsi que les demi-bus continus sont mesurés, échantillonnés à $15 \mu s$ et convertis par des convertisseurs analogiques numériques (CAN) avant d'être utilisés par l'algorithme d'émulation. Le temps de conversion des CAN n'est pas indiqué, car il est bien inférieur à la période de calcul de la méthode. Ces derniers convertissent en continu.

Les principaux paramètres électriques et numériques de la simulation sont résumés par le Tableau V-1. Ces paramètres sont valables pour tous les résultats de simulation présentés au cours de ce chapitre. Les grandeurs estimées sont converties par des convertisseurs numériques analogiques (CNA), afin de faciliter la visualisation des résultats. Les valeurs maximales de l'erreur d'estimation indiquées dans ce chapitre sont toujours vérifiées par rapport à un horizon de simulation suffisant pour garantir sa stabilité dans le temps.

Paramètres de simulation	Valeurs
Fréquence de découpage des semi-conducteurs $f_{\text{déc}}$	1 kHz
Demi-bus continu E	200 V
Tensions intermédiaires de référence : V_{C1}	66,67 V
V_{C2}	133,34 V
Inductance de charge L_{ch}	1 mH
Résistance de charge R_{ch}	7 Ω
Période d'échantillonnage T_e	15 μs
Nombre de bits codage CAN	10
Modulante : fréquence/profondeur de modulation	50 Hz / 0.7
Courant de charge crête	20 A

Tableau V-1 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber

Une condition de limitation des estimées a été intégrée à l'algorithme d'estimation. Physiquement, nous savons en effet que, pour un convertisseur SMC, l'inégalité suivante doit être vérifiée pour respecter le bon fonctionnement de la topologie : $0 \leq V_{C1} \leq V_{C2} \leq E$. Cette dernière est testée à chaque période d'échantillonnage durant la phase d'actualisation des tensions observées.

Les 4 tensions intermédiaires estimées \tilde{V}_{C1p} , \tilde{V}_{C2p} , \tilde{V}_{C1n} et \tilde{V}_{C2n} réagissent de manière similaire aux méthodes d'observation proposées. Nous avons donc choisi d'illustrer nos propos en nous intéressant plus particulièrement à une seule d'entre elles, à savoir \tilde{V}_{C2p} .

Pour les essais concernant les conditions initiales nulles, les tensions aux bornes des capacités flottantes du convertisseur sont préchargées et les conditions initiales de l'émulateur sont nulles.

V.B.4. Résultats de simulation et performances de la méthode d'émulation

Les Figure V-5 à Figure V-7 montrent les performances de l'émulation simulée grâce au logiciel Saber avec des conditions initiales connues pour l'émulateur.

La première d'entre elles nous permet d'affirmer que la technique développée fonctionne parfaitement, puisque l'estimée et sa référence sont très proches. En outre, l'ondulation de la tension intermédiaire est précisément reproduite. Néanmoins, la proportion de l'erreur progressivement prise en compte lors de l'intégration du courant entraîne la divergence lente des estimées, comme illustré à la Figure V-6. Il en résulte un désagrément majeur, à savoir une erreur d'estimation fluctuante et illimitée. De plus, les estimées n'atteignent pas leurs niveaux de tension de référence en l'absence de conditions initiales (Figure V-7).

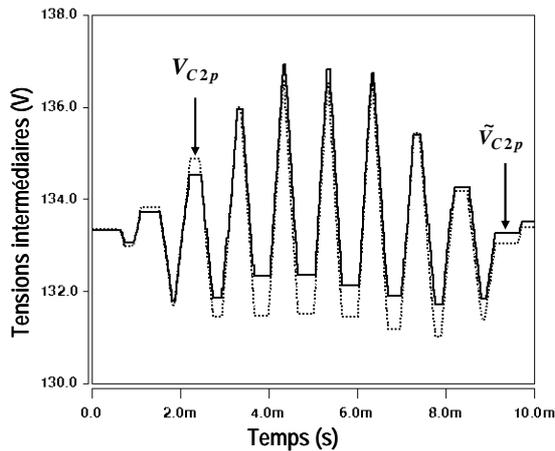


Figure V-5 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – début de simulation

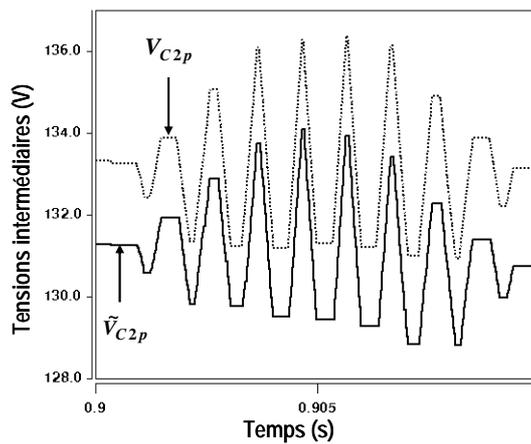


Figure V-6 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – après 0,9 s

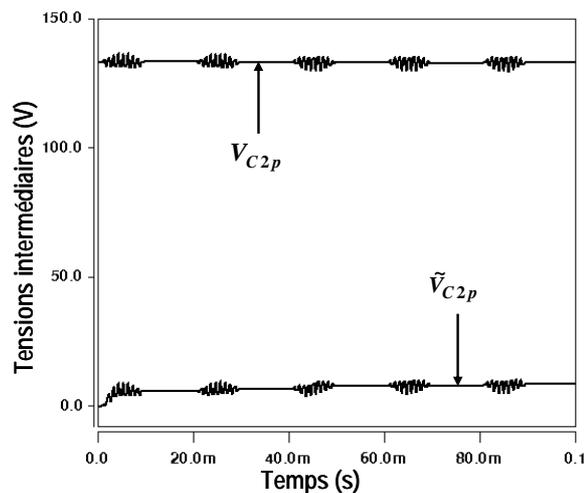


Figure V-7 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation – conditions initiales nulles

En conclusion, nous pouvons dire que la technique d'émulation possède des avantages indéniables, notamment sa faible sensibilité au bruit de mesure et la dynamique avec laquelle les tensions intermédiaires estimées reproduisent l'ondulation de leurs références. Toutefois, il est important de noter que cette méthode est fortement dépendante des conditions initiales et diverge rapidement.

V.C. MISE A JOUR DE L'EMULATION A L'AIDE D'UNE MESURE DE TENSION

Le paragraphe V.B nous a permis de présenter le principe de la méthode d'émulation et d'illustrer ses avantages et inconvénients. Au regard de ces derniers, il est apparu essentiel de développer une manière d'améliorer cette technique.

Comme nous l'avons montré, l'émulateur est une simulation numérique en temps réel du système physique. Combinée à une action correctrice, cette technique possède alors la structure d'un observateur (Figure V-8).

Deux approches de correction sont présentées ci-dessous : la mise à jour ponctuelle basée sur les mesures directes de la méthode de reconstruction (cf. Chapitre II de la seconde partie) et la pondération, combinaison des deux méthodes.

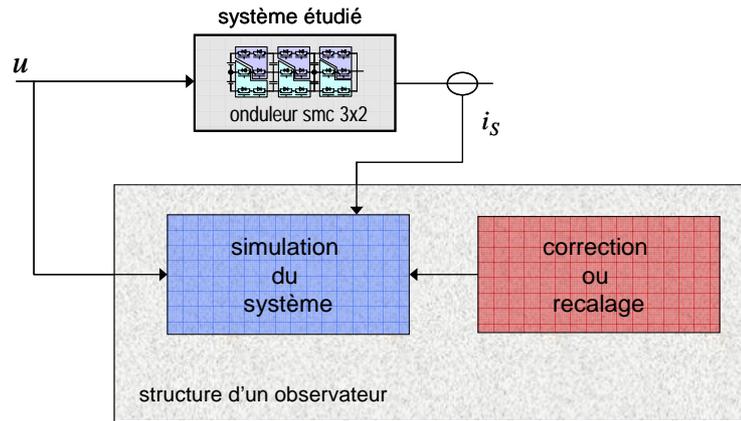


Figure V-8 Schématisation d'une structure d'observation des tensions internes du SMC

V.C.1. Mise à jour ponctuelle

a. Principe de la méthode

Afin de prévenir la divergence des estimées résultant de la méthode d'émulation, cette dernière peut être mise à jour en intégrant une mesure de la tension découpée. En effet, pour certaines combinaisons des ordres de commande des semi-conducteurs, l'expression de la tension de sortie du convertisseur SMC 3x2 monophasé ne dépend que d'une seule tension intermédiaire ou d'une tension intermédiaire et d'un demi-bus continu. Il s'agit des mesures directes de la méthode de reconstruction présentée au chapitre IV. Ainsi, pour ces états particuliers de l'onduleur, la tension intermédiaire reconstruite est calculée et remplace la sortie de l'émulateur. De manière plus détaillée, nous calculons l'erreur en tension existant entre la tension intermédiaire réelle mesurée et son estimée. La différence entre celles-ci est ensuite ajoutée à \tilde{V}_c pour que la référence et l'estimée aient la même valeur :

$$\tilde{V}_c[k + 1] = \tilde{V}_c[k] \pm \Delta V_c[k] \tag{Eq. V-12}$$

Le signe de cette équation dépend du sens de circulation du courant et donc de l'augmentation ou de la diminution de la tension intermédiaire concernée. Ce processus n'intervient qu'une seule fois par instant de commutation : suite à un changement d'état des interrupteurs, un seul échantillon de tension assure le recalage de l'émulateur. Ce dernier reprend son fonctionnement usuel par la suite, à savoir une intégration pondérée du courant.

Le Tableau V-2 regroupe les combinaisons des signaux de commande, ainsi que les expressions de la tension découpée qui correspondent à des mesures directes d'une tension intermédiaire. Ceci conduit à 4 états d'actualisation différents par étage.

Niveau de tension	Combinaison des ordres de commande {3p, 2p, 1p, 3n, 2n, 1n}	Tension de sortie V_s
+ 2	{1, 1, 0, 1, 1, 1}	$V_s = E_p - V_{C1p}$
	{0, 1, 1, 1, 1, 1}	$V_s = V_{C2p}$
+ 1	{0, 0, 1, 1, 1, 1}	$V_s = V_{C1p}$
	{1, 0, 0, 1, 1, 1}	$V_s = E_p - V_{C2p}$
- 1	{0, 0, 0, 1, 1, 0}	$V_s = - V_{C1n}$
	{0, 0, 0, 0, 1, 1}	$V_s = - E_n + V_{C2n}$
- 2	{0, 0, 0, 0, 0, 1}	$V_s = - E_n + V_{C1n}$
	{0, 0, 0, 1, 0, 0}	$V_s = - V_{C2n}$

Tableau V-2 Etats de la commande pour mesures directes d'une tension intermédiaire

b. Résultats de simulation

Ce paragraphe illustre le fonctionnement de la mise à jour ponctuelle de l'émulateur et sa validation réalisée à l'aide du logiciel de simulation Saber.

Les Figure V-9 et Figure V-10 sont à considérer au regard des Figure V-5 et Figure V-6 présentées au paragraphe précédent. Le début de la simulation est toujours aussi efficace (Figure V-9), mais nous remarquons également (Figure V-10) qu'après 0,9 s l'estimation demeure précise et reproduit fidèlement les ondulations de la tension de référence sans aucune dérive ou aucun biais. Outre la suppression de la divergence, la mise à jour ponctuelle limite aussi l'erreur d'estimation en la maintenant inférieure à 1,15 V (soit 0,9 % du niveau de tension de référence de V_{C2p}). Il est à noter que cette dernière est parfaitement constante. Finalement, contrairement à l'émulateur classique, les conditions initiales ne constituent plus un problème majeur, car le temps d'atteinte maximal pour les tensions estimées de l'étage supérieur vaut $960 \mu s$ (Figure V-12). Si nous détaillons davantage le phénomène, l'évolution rapide de \tilde{V}_{C1p} provient d'une mesure directe ; \tilde{V}_{C2p} évolue quant à elle en deux étapes. La première résulte de la limitation introduite dans l'algorithme et présentée au paragraphe V.B.3 : $0 \leq V_{C1} \leq V_{C2} \leq E$. Par conséquent, même si \tilde{V}_{C2p} n'est pas supposée évoluer, elle égale \tilde{V}_{C1p} dès que la condition $\tilde{V}_{C1p} \leq \tilde{V}_{C2p}$ n'est plus vérifiée. L'estimée rejoint finalement sa référence à l'aide d'une mesure directe de la tension intermédiaire réelle associée.

Cette première méthode d'actualisation répond parfaitement à nos attentes et contre les principaux inconvénients de l'émulation classique : les tensions intermédiaires estimées sont non seulement capables d'atteindre leurs niveaux de tension de référence, mais elles se maintiennent également près des tensions réelles sans dérive. Toutefois, cette technique ajoute une entrée à la technique d'estimation ainsi qu'un capteur de tension supplémentaire par phase. De plus, les mesures directes sont utilisées en l'état par l'émulateur, ce qui rend cette méthode plus sensible au bruit de mesure en tension.

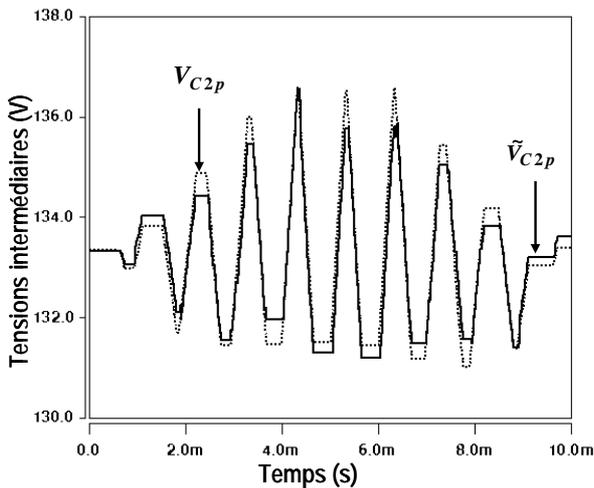


Figure V-9 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – début de simulation

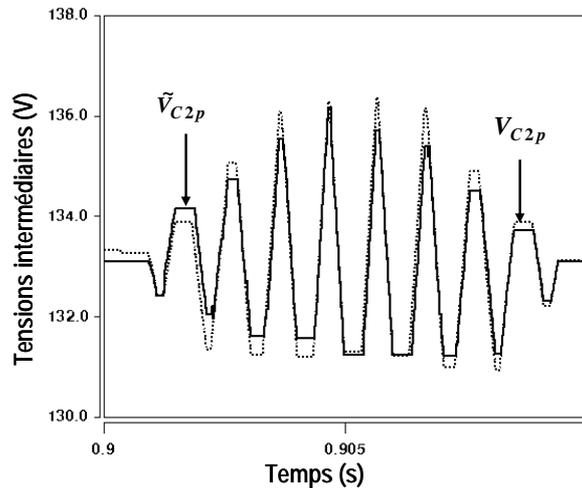


Figure V-10 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – après 0,9 s

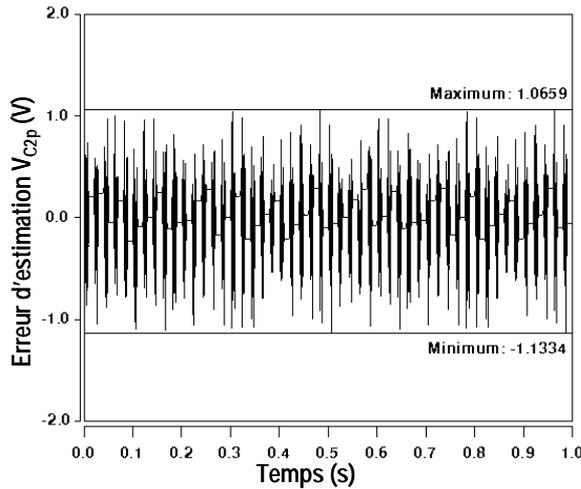


Figure V-11 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle

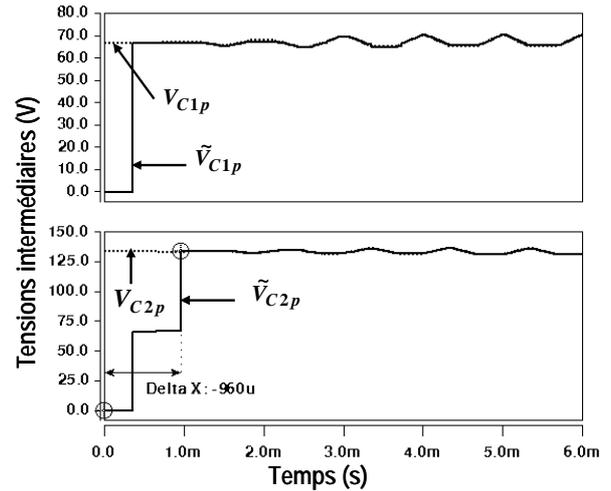


Figure V-12 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – conditions initiales nulles

V.C.2. Pondération émulateur/reconstructeur

Une seconde méthode d'amélioration des performances de l'émulateur consiste à combiner ce dernier de manière pondérée avec les mesures directes du reconstructeur de tension.

a. Principe de la méthode

Nous avons vu que la technique d'émulation permet de tenir compte de manière précise de la dynamique d'évolution des tensions intermédiaires en reproduisant fidèlement l'ondulation de celles-ci, mais dépend des conditions initiales et a tendance à diverger. Cette méthode est également faiblement sensible au bruit de mesure.

Par ailleurs, avec la méthode de reconstruction, l'estimation réalisée n'est exacte que lorsque la commande implique une mesure directe d'une tension intermédiaire: le reste du temps l'estimée reste constante et l'erreur d'observation peut atteindre des proportions importantes. Par contre, les conditions initiales ne présentent pas un obstacle, puisque les mesures directes recalent l'estimée près de sa référence. Néanmoins, la mesure de tension rend cette technique sensible au bruit, car celle-ci est directement utilisée par le reconstructeur.

Compte tenu des avantages et des inconvénients des deux techniques présentées respectivement aux paragraphes V.B.1 et V.C.1.a, la solution envisagée a été de les combiner en les pondérant :

$$V_{C_i-est} = \alpha \cdot \tilde{V}_{C_i} + \beta \cdot \hat{V}_{C_i} \quad (\text{Eq. V-13})$$

où $\alpha + \beta = 1$ et $\alpha \gg \beta$. \tilde{V}_{C_i} correspond à l'estimée par la méthode d'émulation et \hat{V}_{C_i} par la technique de reconstruction. Les coefficients α et β sont établis en fonction de l'importance accordée à l'une des méthodes plutôt qu'à l'autre. L'objectif de l'estimateur est d'assurer une estimation précise, notamment une parfaite reproduction de l'ondulation des tensions intermédiaires. Cette remarque explique la prépondérance du coefficient relatif à l'émulation. La technique de reconstruction possède un poids moins conséquent, mais tout de même essentiel puisqu'elle assure la convergence des estimées vers leurs niveaux de tension de référence (cf. conditions initiales) et permet un recalage de l'estimation en cas de divergence.

b. Résultats de simulation

Les Figure V-13 à Figure V-16 présentent les résultats de simulation obtenus pour la pondération avec : $\alpha = 0.95$ (proportion de l'émulateur) et $\beta = 0.05$ (proportion du reconstructeur) lors d'un fonctionnement normal du convertisseur.

Plus précisément, ces figures montrent les avantages occasionnés par l'ajout du reconstruteur pondéré au niveau de l'estimation. De même que pour la méthode de mise à jour, la pondération annule les effets négatifs de l'émulation simple : l'estimateur ne diverge plus (Figure V-14) ; l'erreur d'observation se maintient en dessous de 1,10 V (Figure V-15) ; l'absence de conditions initiales n'est plus un obstacle non plus, puisque la tension de référence est rapidement atteinte. Le temps de réponse de l'estimateur vaut 6 ms dans ce cas précis (Figure V-16) et dépend du coefficient β . Ce dernier est plus lent que précédemment, car la convergence s'effectue de manière progressive à cause de la part restreinte accordée à la technique de reconstruction.

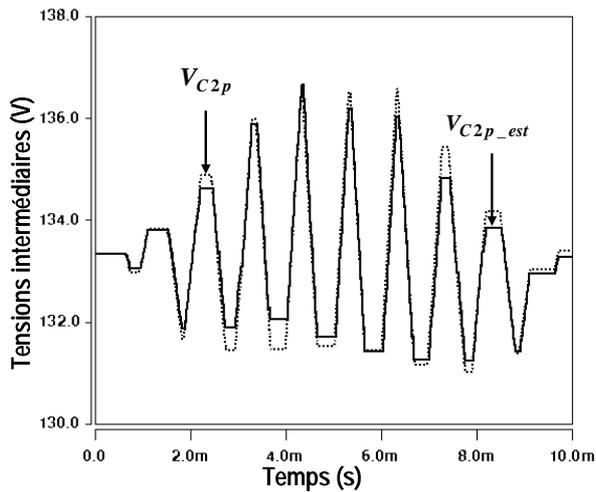


Figure V-13 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – début de simulation

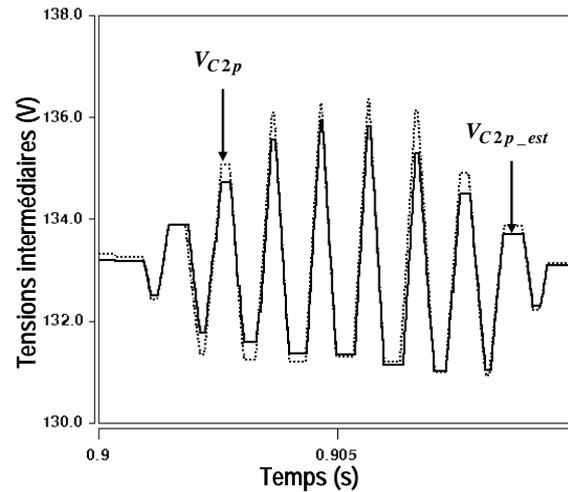


Figure V-14 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – après 0,9 s

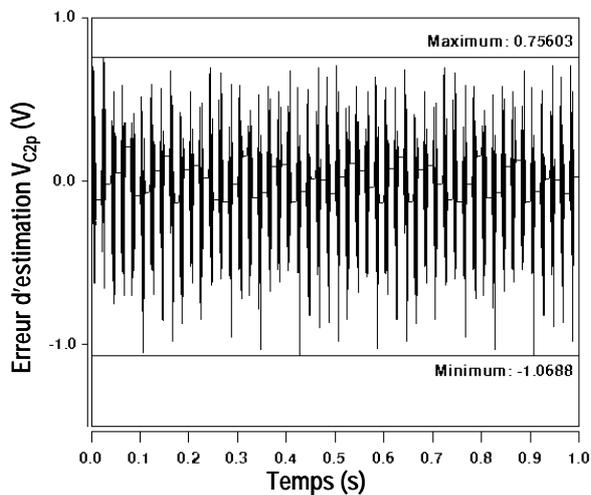


Figure V-15 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération

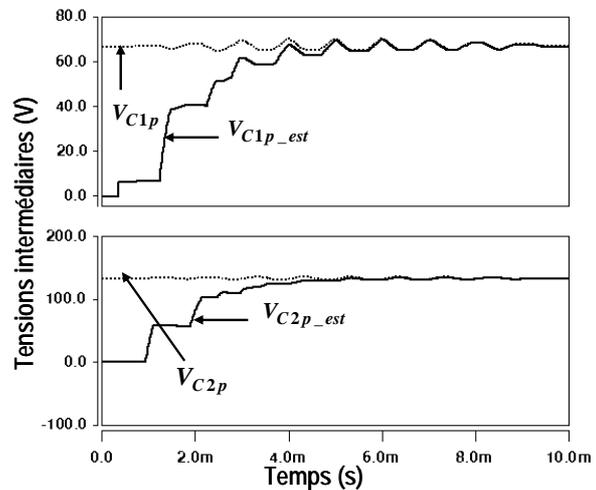


Figure V-16 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – conditions initiales nulles

Cette seconde méthode d'actualisation possède les mêmes avantages et inconvénients que la mise à jour ponctuelle. Sa réponse est néanmoins moins dynamique lorsque les conditions initiales de l'estimateur ne sont pas connues. Par contre, la faible pondération accordée à la méthode de reconstruction implique une sensibilité réduite par rapport au bruit de mesure en tension.

V.D. ROBUSTESSE

Nous avons vu au chapitre IV de la seconde partie que la technique de reconstruction est fortement robuste, puisqu'elle s'appuie sur une mesure de tension et qu'elle ne dépend pas des paramètres du convertisseur ou de la charge. A l'opposé, la structure de base de l'émulateur est liée à la valeur des condensateurs flottants de la topologie. Cette partie étudie l'effet d'une variation paramétrique de cette quantité sur l'estimation réalisée. Pour ce faire, les paramètres de l'estimateur sont maintenus constants et nous modifions la valeur des condensateurs flottants du convertisseur monophasé. L'observateur n'est donc plus adapté au système réel. Nous nous sommes limités à une variation de +/- 20% pour les deux méthodes proposées. Les valeurs des condensateurs flottants sont en effet parfaitement connues et la tolérance associée n'atteindra jamais de telles proportions. Dans le cadre de la robustesse, nous supposons pour l'instant que les mesures de tension et de courant ne sont pas bruitées et que les conditions initiales sont parfaitement connues.

V.D.1. Mise à jour ponctuelle

Les Figure V-17 et Figure V-18 illustrent respectivement l'estimation de la tension intermédiaire $V_{C_{2p}}$ et l'erreur d'observation résultante pour une augmentation de 20% de la valeur des condensateurs flottants. Il en est de même pour les Figure V-19 et Figure V-20 dans le cas d'une diminution de 20%.

Les équations (Eq. V-2) et (Eq. V-3) indiquent clairement l'interaction théorique qui existe entre la valeur des différentes capacités de la structure et les dérivées des tensions intermédiaires. Celle-ci agit de manière inversement proportionnelle à C , ce qui nous laisse imaginer qu'une réduction engendre davantage d'erreur que le contraire. De plus, elle permet à l'estimateur de reproduire fidèlement l'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs flottants, car elle fixe la dynamique du processus. Toutefois, dans le cas de la méthode de mise à jour ponctuelle, l'utilisation événementielle des mesures directes devrait affaiblir ce désagrément.

La comparaison des estimées de $V_{C_{2p}}$ pour les deux valeurs de C_{2p} illustre pleinement les remarques effectuées ci-dessus. En effet, $\tilde{V}_{C_{2p}}$ reste relativement proche de sa référence dans les deux cas. Nous assistons respectivement à un phénomène de sur- et sous-évaluation de l'ondulation de tension. Les erreurs d'estimation augmentent légèrement pour les deux valeurs de C : elles se maintiennent inférieures à 1,6 V au lieu de 1,1 V, mais l'effet n'en est pas critique et l'observation conserve son bien-fondé.

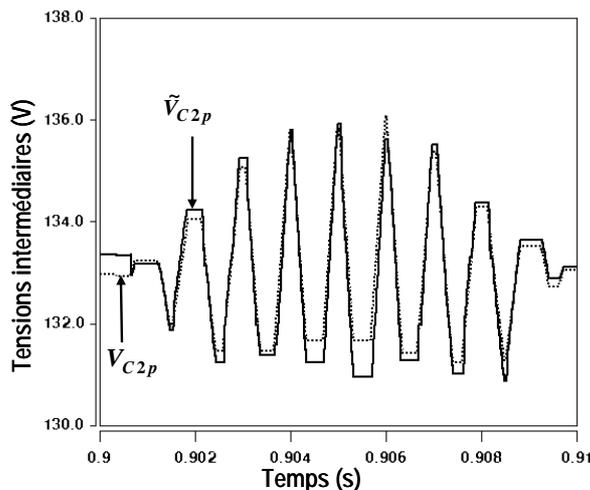


Figure V-17 Estimation de la tension intermédiaire $V_{C_{2p}}$ – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – $C + 20\%$

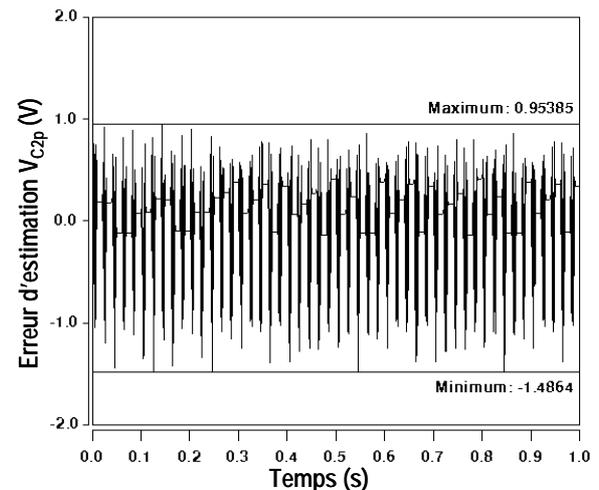


Figure V-18 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire $V_{C_{2p}}$ – technique d'émulation avec mise à jour ponctuelle – $C + 20\%$

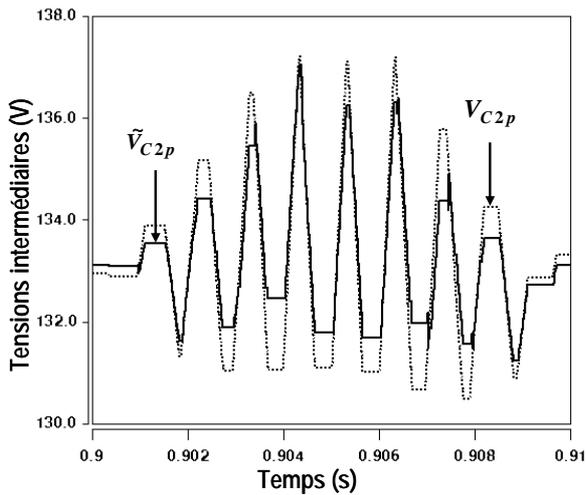


Figure V-19 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec mise à jour ponctuelle – $C - 20\%$

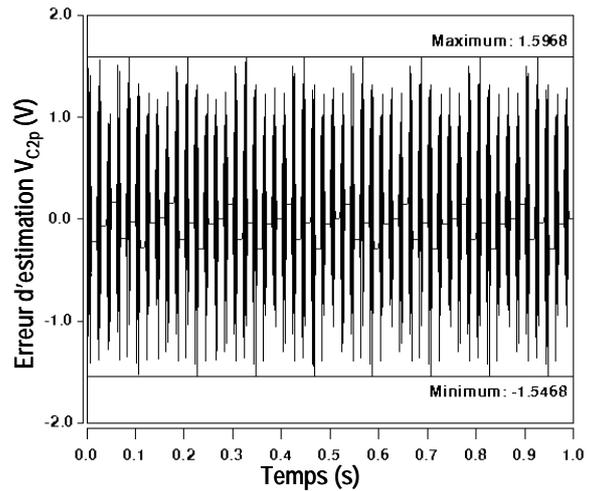


Figure V-20 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec mise à jour ponctuelle – $C - 20\%$

V.D.2. Pondération reconstruteur/émulateur

Les Figure V-21 à Figure V-24 présentent le même type de résultats qu’au paragraphe précédent dans le cas de l’émulateur pondéré pour $\alpha = 0.95$ et $\beta = 0.05$. Des remarques théoriques similaires peuvent être avancées, notamment concernant l’influence de la variation de C , qui est atténuée par la pondération.

Les phénomènes de sur- et sous-évaluation sont visibles également. Les erreurs d’estimation résultantes sont légèrement inférieures à celles de la méthode précédente, mais la différence n’est pas notable. Nous pouvons aussi affirmer qu’une variation de la valeur des condensateurs flottants ne revêt pas un caractère crucial.

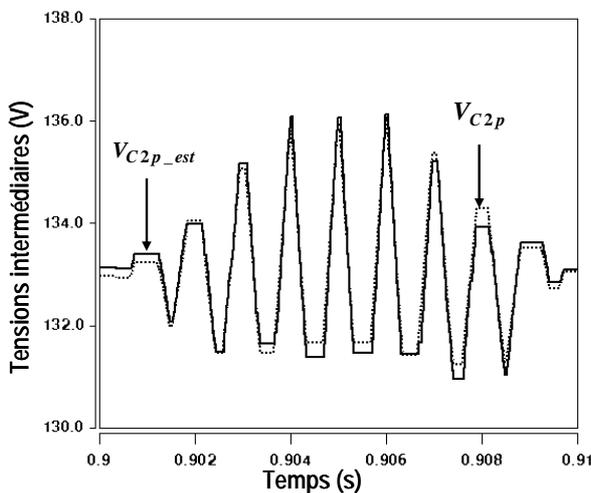


Figure V-21 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec pondération – $C + 20\%$

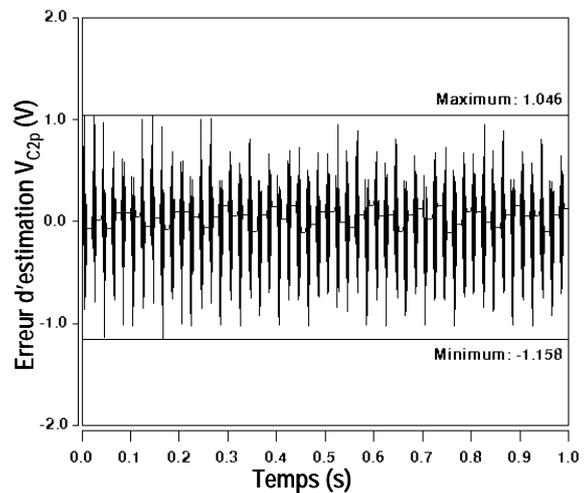


Figure V-22 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec pondération – $C + 20\%$

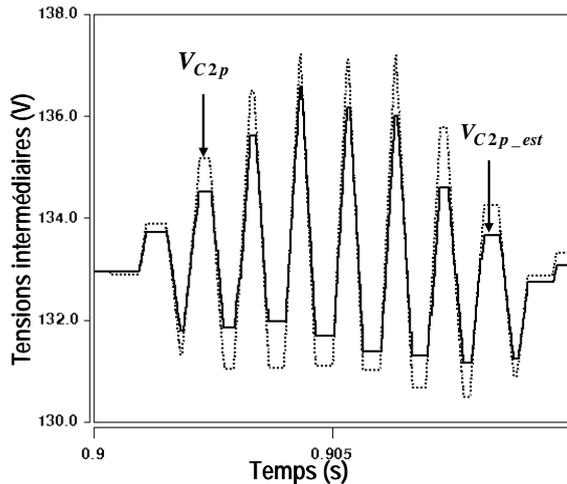


Figure V-23 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec pondération – C - 20%

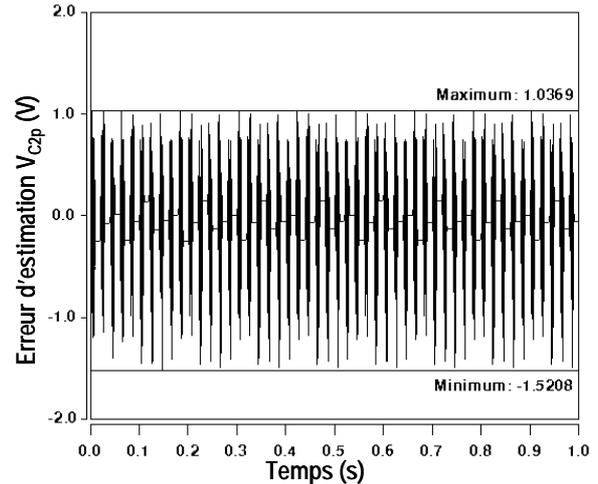


Figure V-24 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d’émulation avec pondération – C - 20%

V.E. INFLUENCE DU BRUIT DE MESURE

Dans cette dernière section, nous nous intéressons à l'influence que peut avoir le bruit de mesure sur les méthodes d'estimation développées au cours de ce chapitre. Celui-ci peut être occasionné par les capteurs de tension ou le capteur de courant. Nous avons donc étudié les deux cas séparément en ajoutant un bruit blanc au courant de charge ou à la tension découpée avant la phase d'échantillonnage. Les conditions initiales sont supposées connues.

V.E.1. Capteur de tension

Les Figure V-25 et Figure V-26 montrent le bruit blanc en tension et la tension découpée bruitée avant échantillonnage. L'amplitude du bruit vaut environ 4 V, soit l'intégralité de l'ondulation des tensions intermédiaires avec le niveau de courant considéré.

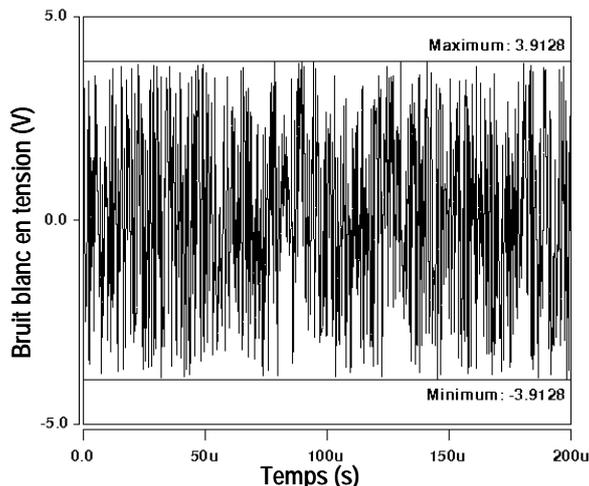


Figure V-25 Bruit blanc en tension ajouté à la tension découpée

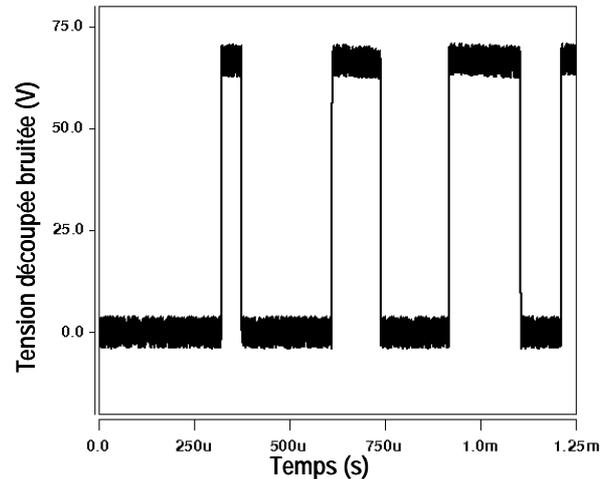


Figure V-26 Tension découpée bruitée avant échantillonnage

a. Mise à jour ponctuelle : taux de report

Les Figure V-27 et Figure V-28 traduisent l'impact du bruit en tension sur l'estimée de V_{C2p} avec la méthode d'émulation à mise à jour ponctuelle. Les mesures directes nécessaires au recalage induisent une correction bruitée des tensions intermédiaires. Il en résulte un recalage totalement faussé et une erreur d'estimation importante : celle-ci atteint 4,6 V soit l'intégralité de l'ondulation de tension.

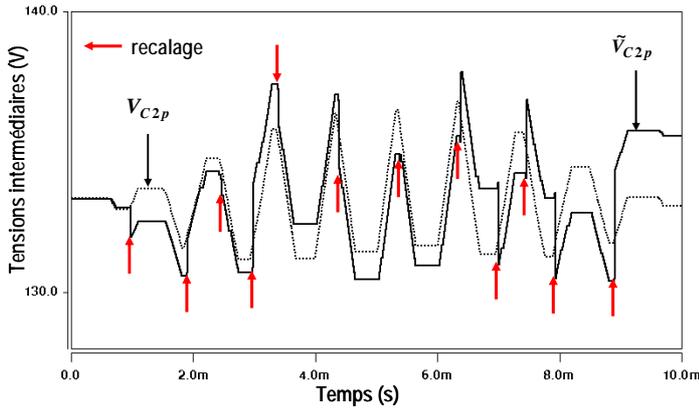


Figure V-27 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée

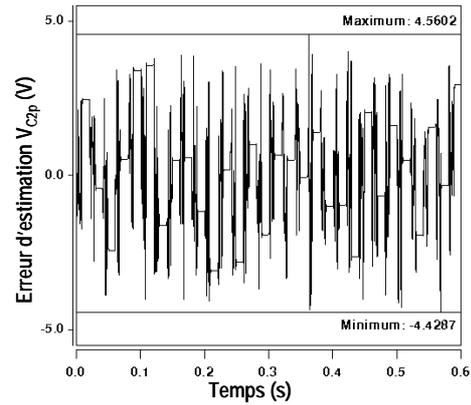


Figure V-28 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée

Ces quelques observations justifient la recherche et la mise en place d'une technique permettant de réduire l'influence du bruit engendré par les capteurs de tension. La méthode d'atténuation du bruit que nous vous présentons dans cette section a été développée pour le reconstruteur de tensions intermédiaires développé au chapitre IV, mais peut être appliquée à la méthode d'émulation avec mise à jour ponctuelle.

La première stratégie mise en place pour limiter l'influence du bruit en tension consiste à insérer un taux de report K_{em} qui a pour objectif de pondérer la correction en tension des estimées. En effet, l'erreur en tension ΔV_C est calculée pour certaines périodes d'échantillonnage et multipliée par un certain coefficient, elle permet de corriger les estimées des tensions intermédiaires. Pour l'instant, celle-ci est utilisée dans son intégralité, mais elle peut être réduite afin de modérer l'action de la reconstruction. Si nous considérons une mesure directe générale, l'équation de correction de l'estimée deviendrait :

$$\tilde{V}_C[k+1] = \tilde{V}_C[k] \pm K_{em} \cdot \Delta V_C[k] \quad (Eq. V-14)$$

avec $0 \leq K_{em} \leq 1$. Cette technique équivaut à filtrer les échantillons de tension découpée avant de les employer pour la méthode de reconstruction.

Les Figure V-29 à Figure V-32 illustrent l'effet de la variation du taux de report pour $K_{em} = 0,5$ et $K_{em} = 0,2$. Plus la valeur de ce dernier diminue, plus l'impact du recalage s'affaiblit et plus la tension observée retrouve une ondulation harmonieuse. Les erreurs d'estimation correspondantes (Figure V-30 et Figure V-32) sont stables et bornées, mais conservent au minimum une valeur 2 fois plus importante (2,20V) qu'en l'absence de bruit. L'enjeu de cette méthode est d'adapter la valeur du taux de report en fonction du niveau de bruit, sans annuler complètement le processus de recalage.

La Figure V-33 montre l'influence du taux de report en l'absence de bruit lorsque les conditions initiales sont nulles. Cette dernière est à comparer avec la Figure V-12 qui indiquait le temps de réponse de la méthode d'émulation avec mise à jour ponctuelle sans K_{em} . La montée des estimées est graduelle à présent et environ 25 fois plus lente.

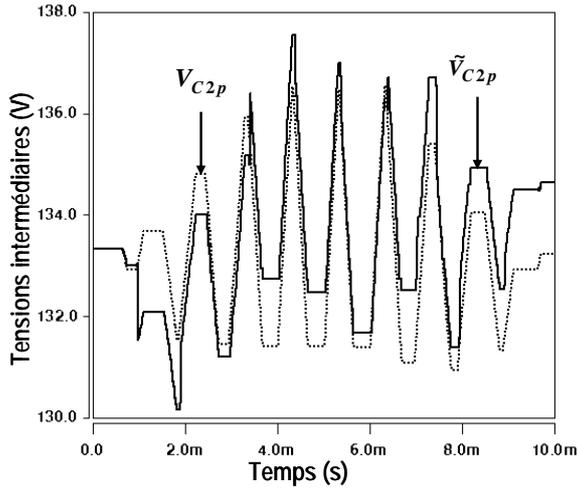


Figure V-29 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $Kem = 0.5$

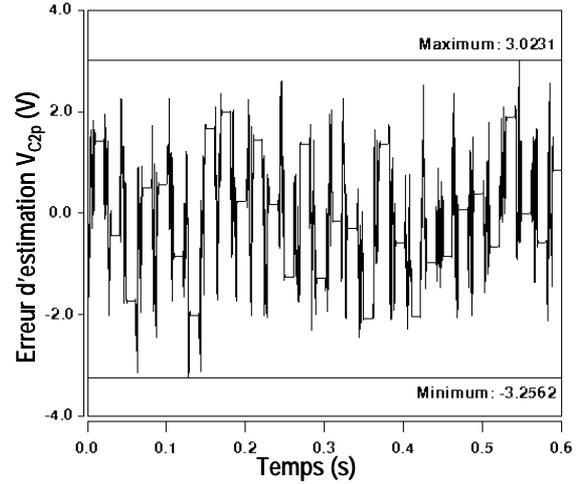


Figure V-30 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $Kem = 0.5$

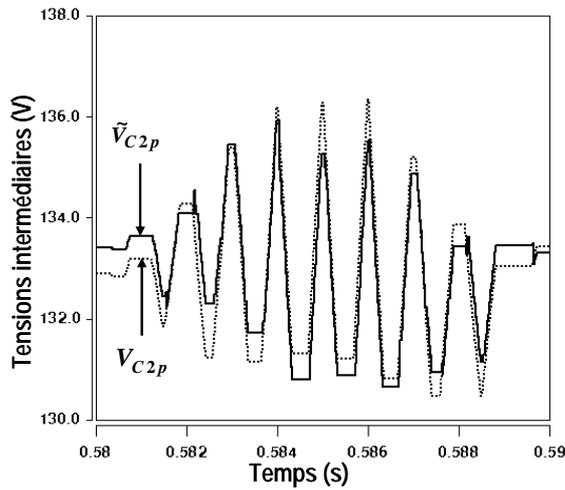


Figure V-31 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $Kem = 0.2$

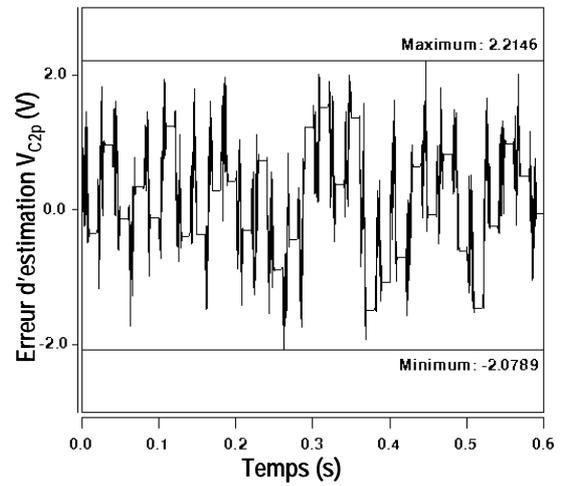


Figure V-32 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – tension bruitée et $Kem = 0.2$

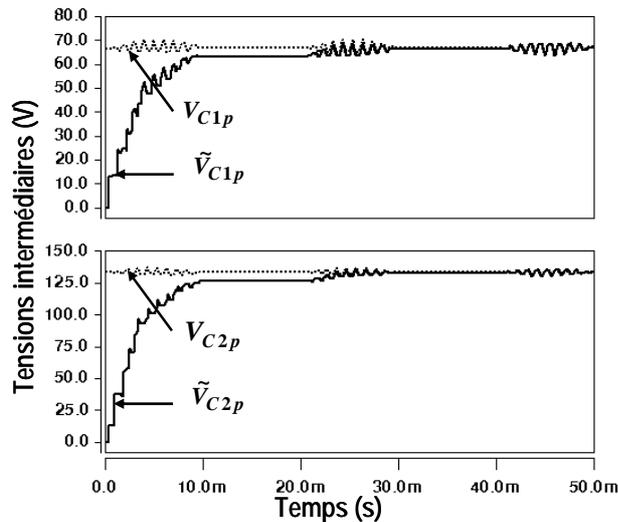


Figure V-33 Estimation des tensions intermédiaires V_{C1p} et V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle sans bruit avec $Kem = 0.2$

b. Pondération reconstituer/émulateur

Dans le cas de l'émulateur pondéré, les Figure V-34 et Figure V-35 ne sont présentées que pour justifier l'absence d'impact réel quant à un bruit de mesure en tension. Cette constatation s'explique tout simplement par la faible proportion du reconstituer ($\beta = 0.05$) de tension quant à l'estimation réalisée. L'unique conséquence se traduit par une augmentation de l'erreur d'observation, mais de manière globale nous pouvons affirmer que le bruit blanc n'a quasiment aucun effet sur cette technique d'observation.

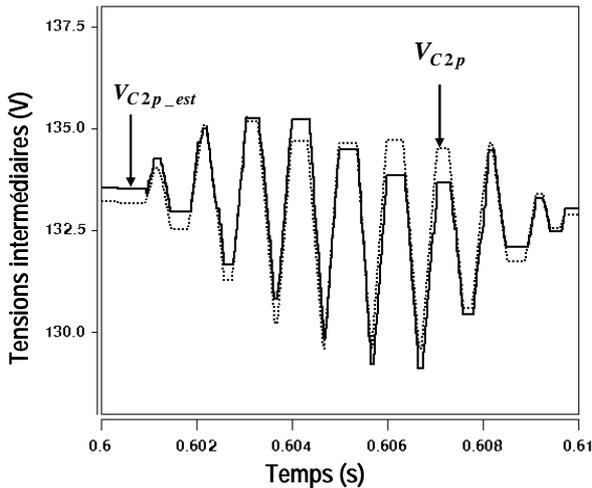


Figure V-34 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – tension bruitée

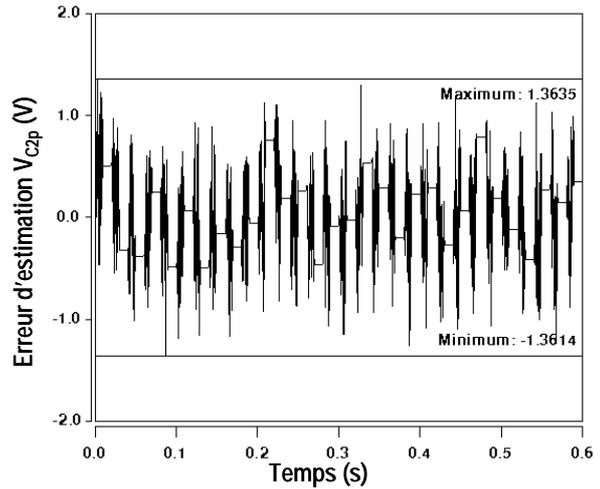


Figure V-35 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – tension bruitée

V.E.2. Capteur de courant

Les Figure V-36 et Figure V-37 montrent le bruit de mesure en courant et le courant de charge bruité avant échantillonnage. L'amplitude du bruit vaut environ 4 A, soit un peu moins de 20% du courant de charge crête.

Les Figure V-38 à Figure V-41 regroupent l'ensemble des résultats de simulation pour les deux méthodes d'émulation ; la séparation n'est pas nécessaire pour la présentation des effets relatifs à un bruit de mesure en courant. Nous pouvons effectivement affirmer que ce dernier n'a quasiment aucune influence quant à l'observation réalisée. Les seuls phénomènes discernables sont une petite augmentation de l'erreur d'estimation pour la mise à jour ponctuelle et, paradoxalement, une faible diminution de celle-ci pour la pondération.

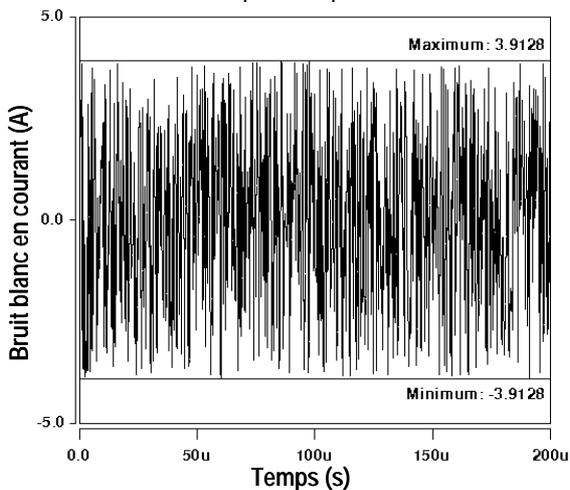


Figure V-36 Bruit blanc en courant ajouté au courant de charge

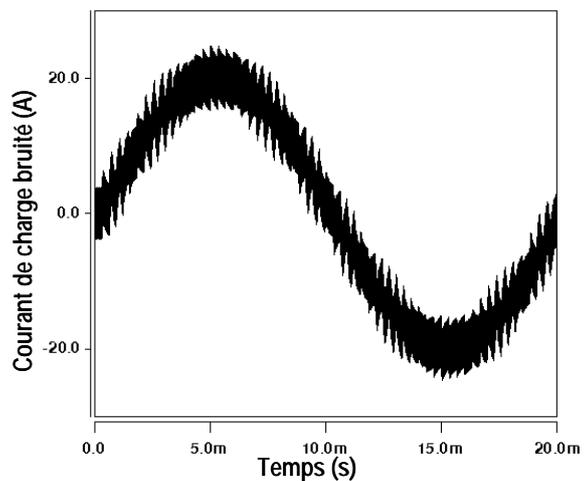


Figure V-37 Courant de charge bruité avant échantillonnage

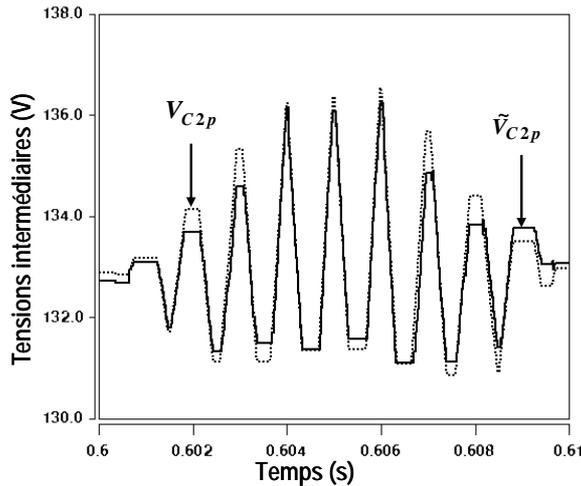


Figure V-38 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – courant bruité

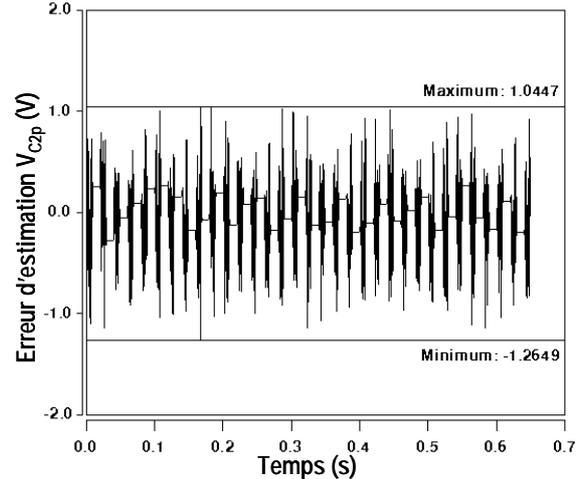


Figure V-39 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique de mise à jour ponctuelle – courant bruité

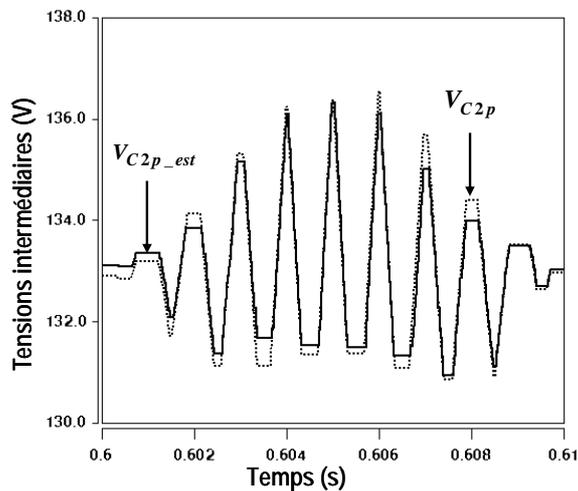


Figure V-40 Estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – courant bruité

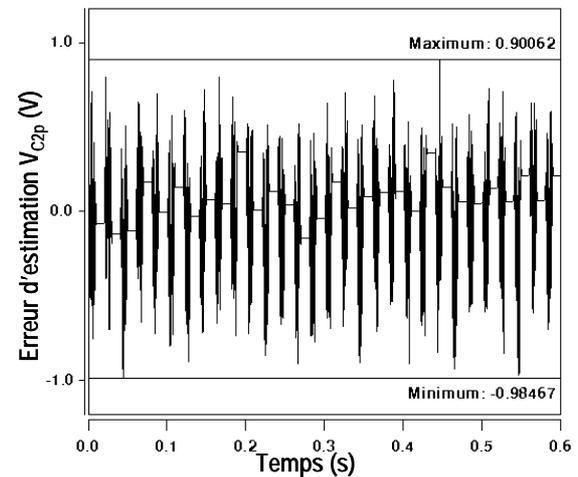


Figure V-41 Erreur d'estimation de la tension intermédiaire V_{C2p} – technique d'émulation avec pondération – courant bruité

V.F. CONCLUSION

Ce chapitre décrit deux variantes d'une méthode précise d'estimation des tensions intermédiaires utilisant un nombre restreint de capteurs.

La première démarche consiste à mettre en place un émulateur, à savoir une simulation numérique en temps réel du système qui agit en parallèle avec le convertisseur. Cette technique est relativement précise et reproduit la dynamique d'évolution des tensions intermédiaires, mais diverge lentement de sa référence. Il est donc obligatoire d'ajouter une information pour pallier ce désagrément.

Le chapitre II introduit, quant à lui, une méthode de reconstruction de tensions qui induit une estimation précise des tensions intermédiaires lors de mesures directes, mais engendre une sensibilité au bruit de mesure en tension.

La combinaison des deux procédés nous est donc apparue comme une solution pour satisfaire nos exigences.

L'émulateur avec mise à jour ponctuelle se sert des mesures directes de la méthode de reconstruction pour recalibrer les estimées et contrer le phénomène de divergence.

L'émulateur pondéré, quant à lui, combine l'émulation classique et la reconstruction afin d'atteindre le même objectif.

Ces deux méthodes procurent des résultats plus que satisfaisants autant au niveau statique que dynamique et sont particulièrement robustes. Néanmoins, l'étude de sensibilité par rapport au bruit de mesure présente des caractéristiques qui mettent en avant la seconde méthode d'émulation plutôt que la première. Une implantation expérimentale serait nécessaire pour juger véritablement des performances de ces dernières.

L'enjeu fixé au début de cette étude était de développer une technique d'estimation des tensions intermédiaires à l'aide des informations dont nous disposons sans ajout de capteurs. L'émulation classique ne répondait pas à nos attentes, ce qui a induit l'ajout d'un capteur de tension supplémentaire par phase. Nous avons par la suite cherché un moyen différent d'atteindre nos objectifs. Celui-ci fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE VI

OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS DES TENSIONS INTERMEDIARES

VI.A. PHILOSOPHIE DE LA METHODE

La problématique de recherche mise en jeu est identique à celle du premier chapitre de cette partie. Il est en effet nécessaire de contrôler activement les tensions internes du SMC, afin d'assurer un fonctionnement sécurisé et optimal de la topologie. Ce dernier repose actuellement sur la mesure directe des tensions condensateurs, ce qui implique un coût significatif (mesures différentielles, etc.) compte tenu des niveaux de tension en présence pour les applications considérées. Le besoin de développer une méthode d'observation à la fois performante et robuste est donc tout à fait justifié. Afin de répondre aux exigences du contrôle actif, la technique développée doit reproduire de manière quasi-analogique le comportement des tensions internes à l'échelle du phénomène de commutation.

Les deux premières méthodes d'estimation exposées dans cette partie : la reconstruction et l'émulateur pondéré ou recalé, nécessitent la mise en place de capteurs supplémentaires pour assurer l'observation des tensions internes de la structure SMC.

Ce chapitre présente la mise en œuvre d'un observateur construit exclusivement à l'aide des informations déjà connues par le système de commande : demi-bus continu (sécurité) ; ordres de commande (modulateur) et courants de phase (commande en boucle fermée).

VI.B. TRAVAUX ANTERIEURS

Des travaux antérieurs ont été menés sur l'observation des tensions intermédiaires d'un convertisseur multicellulaire série par *Rheda Bensaid* lors de sa thèse au sein du LEEI en vue d'implanter une commande sans capteurs en boucle fermée [BEN]. L'enjeu était d'observer les tensions internes par simple mesure des courants de phase.

Les méthodes d'observation développées au cours de ce précédent travail de recherche sont également adaptées au convertisseur multicellulaire superposé. Les deux structures utilisent des condensateurs flottants pour répartir la contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance et possèdent des caractéristiques communes. L'objectif de ce paragraphe est d'effectuer un résumé concis des conclusions de cette étude.

Les trois modèles du convertisseur multicellulaire série, présentés au paragraphe III.C.1 du chapitre introductif de cette partie, ne permettent pas d'observer les tensions intermédiaires :

- ✓ Le **modèle moyen** remplace chaque grandeur du système par sa valeur moyenne sur une période de découpage. La dynamique d'évolution des tensions condensateurs est beaucoup plus importante ; ce modèle ne permet donc pas l'observation des tensions internes.

- ✓ Dans le cas d'un convertisseur à 3 cellules ou plus, le **modèle instantané** ne permet pas de conclure quant à l'observabilité du système par mesure de I_S , car les ordres de commande changent plusieurs fois d'état durant une période de découpage.

- ✓ Le vecteur d'état du **modèle harmonique** est composé des $(m-1)$ tensions aux bornes des condensateurs flottants et ne fait pas intervenir le courant de charge. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser ce modèle pour observer les tensions condensateurs par la mesure de I_S .

Cette constatation a donc stimulé le développement d'un nouveau modèle, le *modèle moyen sur un tiers de période de découpage*. Ce dernier, synthétisé pour un convertisseur multicellulaire 4 niveaux, est facilement généralisable et permet d'observer les tensions internes par la mesure du courant de charge. Il a ensuite été utilisé pour synthétiser deux observateurs non linéaires discrets : un observateur déterministe de Luenberger et un filtre de Kalman récursif. Ces deux techniques doivent être exécutées en temps réel et sont relativement gourmandes en temps de calcul, de par les opérations matricielles à effectuer.

C'est pourquoi un troisième observateur a été considéré. L'observateur à modes glissants repose sur l'utilisation du modèle instantané du convertisseur et les notions de systèmes à structures variables. Cette technique n'a jamais été validée expérimentalement, mais a montré en simulation des performances dynamiques intéressantes, une certaine immunité au bruit de mesure, ainsi qu'une robustesse paramétrique.

Nous avons donc choisi de poursuivre le travail initié et d'adapter cette méthode d'observation au cas du convertisseur multicellulaire superposé.

VI.C.THEORIE DES OBSERVATEURS A MODES GLISSANTS

VI.C.1. Principes de fonctionnement de l'observateur

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété s de dimension $(n - p)$ dite *surface de glissement* (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'*attractivité* de cette surface est assurée par des conditions appelées *conditions de glissement*. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n - p)$.

Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ($\tilde{x} = \hat{x} - x$). A partir de leurs valeurs initiales $\tilde{x}(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en 2 étapes:

- ✓ Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) : $\tilde{y} = \hat{y} - y$, sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée *mode d'atteinte* (ou *reaching mode*).

- ✓ Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation *glisse* sur la surface de glissement, définie par $\tilde{y} = 0$, avec des dynamiques imposées de manière à annuler le reste de l'erreur d'observation. Ce dernier mode est appelé *mode de glissement* (ou *sliding mode*).

VI.C.2. Etapes de dimensionnement de l'observateur

Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à modes glissants sont connues et clairement identifiées par *J.-J.E. Slotine*, *J.K. Hedrick* et *E.A. Misawa* [SLO][SLO2]. Ces dernières sont rappelées ci-dessous.

Considérons un système d'état non linéaire affine d'ordre n :

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x \in \mathbb{R}^n \quad (\text{Eq. VI-1})$$

ainsi qu'un vecteur de mesure d'ordre p associé au vecteur d'état du système :

$$y = h(x), \quad y \in \mathbb{R}^p \quad (\text{Eq. VI-2})$$

L'observateur à modes glissants est défini avec la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - \Lambda \Gamma_s \quad (\text{Eq. VI-3})$$

Pour toutes ces équations, les variables considérées sont:

- ✓ $\hat{x} \in \mathbf{R}^n$ représente l'estimée du vecteur d'état x ;
- ✓ u est le vecteur de commande ;
- ✓ $f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de la fonction $f(x, u)$ à l'aide des $\hat{x}_{j, j=1, \dots, n}$;
- ✓ Λ est une matrice $n \times p$ contenant les gains correctifs de l'observateur ;
- ✓ Γ_s est le vecteur de dimension $p \times 1$ défini tel que : $\Gamma_s = [\text{sign}(\tilde{y}_1) \text{sign}(\tilde{y}_2) \dots \text{sign}(\tilde{y}_p)]^T$

avec $\tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i$ et $i = 1, \dots, p$.

La Figure VI-1 présente le schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants.

Définissons également les vecteurs relatifs aux erreurs d'observation :

pour le vecteur de mesures :

$$s = \tilde{y} = \hat{y} - y \quad (\text{Eq. VI-4})$$

pour le vecteur d'état :

$$\tilde{x} = \hat{x} - x \quad (\text{Eq. VI-5})$$

La combinaison des équations (Eq. VI-3) et (Eq. VI-5) permet de déduire la dynamique des erreurs d'observation :

$$\dot{\tilde{x}} = \Delta f - \Lambda \Gamma_s \quad (\text{Eq. VI-6})$$

pour laquelle : $\Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u)$.

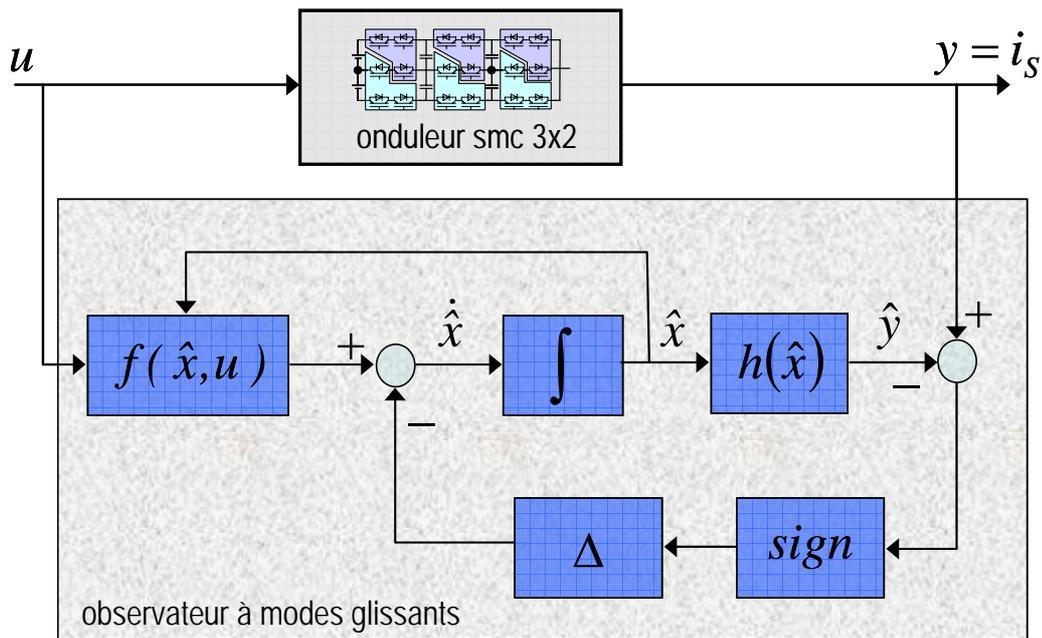


Figure VI-1 Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants

L'observateur à modes glissants doit respecter deux conditions [HUN2] :

- ✓ La première concerne le mode d'atteinte et garantit l'attractivité de la surface de glissement $s(x) = 0$ de dimension p . Cette dernière est attractive si la fonction de Lyapunov : $V(x) = s^T \times s$ vérifie :

$$\dot{V}(x) < 0, \quad \text{quand } s \neq 0 \quad (\text{Eq. VI-7})$$

- ✓ Durant le mode de glissement, les termes correctifs de (Eq. VI-3) agissent de sorte à satisfaire les conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} \dot{s}(x) = 0 \\ s(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-8})$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites : le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n - p)$.

Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à modes glissants et déterminent son fonctionnement.

VI.D. APPLICATION A UN CONVERTISSEUR SMC 7 NIVEAUX

Ce paragraphe décrit le développement d'un observateur à modes glissants pour un convertisseur SMC 7 niveaux monophasé alimentant une charge R-L. L'objectif est d'observer les tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure par la seule mesure du courant de charge i_s et des tensions d'alimentation E_p et E_n . Cette étude débute par la détermination du modèle instantané de l'onduleur SMC, ainsi que la vérification de son observabilité.

VI.D.1. Modèle instantané du convertisseur SMC 7 niveaux et conditions d'observabilité

Pour la réalisation de cette étude, les semi-conducteurs de puissance sont supposés parfaits ; en d'autres termes les commutations sont instantanées et aucune perte n'est générée.

Le modèle d'état instantané du convertisseur SMC 3x2 alimentant une charge R-L (Figure VI-2) est un système non linéaire S d'ordre 5 qui s'exprime de la manière suivante :

$$S : \begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x, u) = \delta_{1p} a_1 x_5 \\ \dot{x}_2 = f_2(x, u) = \delta_{2p} a_2 x_5 \\ \dot{x}_3 = f_3(x, u) = \delta_{1n} a_3 x_5 \\ \dot{x}_4 = f_4(x, u) = \delta_{2n} a_4 x_5 \\ \dot{x}_5 = f_5(x, u) = -b_0 x_5 - b_1 (\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n) \\ y = h(x) = x_5 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-9})$$

pour lequel :

- ✓ $x = (v_{C1p}, v_{C2p}, v_{C1n}, v_{C2n}, i_s)^T$ est le vecteur d'état, $x \in R^5$;
- ✓ $u = (SC_{1p}, SC_{2p}, SC_{3p}, SC_{1n}, SC_{2n}, SC_{3n})^T$ est le vecteur de commande ;
- ✓ $y = h(x)$ est le vecteur de mesure, $y \in R$;
- ✓ $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = 1/C$, $b_0 = R_{ch}/L_{ch}$, $b_1 = 1/L_{ch}$, $\delta_{1p} = SC_{2p} - SC_{1p}$,

$\delta_{2p} = SC_{3p} - SC_{2p}$, $\delta_{1n} = SC_{2n} - SC_{1n}$ et $\delta_{2n} = SC_{3n} - SC_{2n}$ sont des coefficients.

Ce système d'équations est réduit à un système d'ordre 3 à chaque demi-période de modulation, puisqu'un seul étage du convertisseur est actif à la fois. Le schéma fonctionnel du modèle d'état instantané est présenté en Figure VI-3.

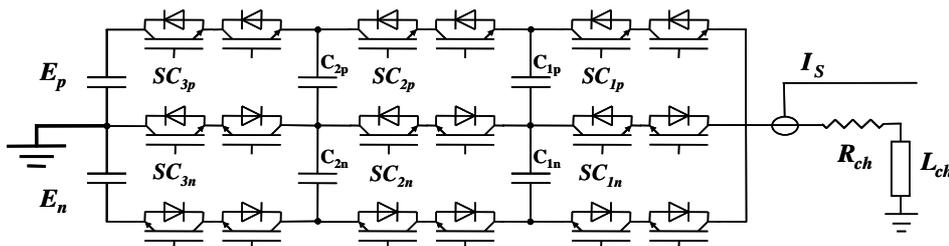


Figure VI-2 Convertisseur SMC 7 niveaux monophasé alimentant une charge R-L

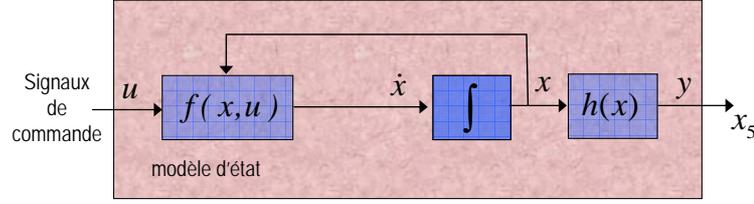


Figure VI-3 Schéma fonctionnel du modèle d'état instantané d'ordre 5 du SMC 3x2

Le système S doit être observable de sorte à permettre la reconstruction de l'état x par un observateur quelconque à partir de la connaissance de la mesure y . Dans le cas non linéaire, *Hermann et Krener* [HER] ont recours aux dérivées de Lie pour assurer des conditions d'observabilité locales. Pour que S soit observable, nous devons être capable de dériver successivement $h(x)$ jusqu'à ce qu'une inversion absolue puisse être réalisée pour obtenir l'état x . En d'autres termes, la matrice d'observabilité du système, exprimée en fonction des dérivées de Lie successives de la fonction $h(x)$, doit être de rang égal à l'ordre du système $n = 5$.

Cette dernière s'exprime sous la forme :

$$Q_0 = \frac{\partial}{\partial x} \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ h_3(x) \\ h_4(x) \\ h_5(x) \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. VI-10})$$

où $h_1(x) = h(x)$ et $h_{j+1}(x)$ est la $j^{\text{ième}}$ dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ le long des trajectoires du système S définie par :

$$h_{j+1}(x) = L_f^j h(x) = \frac{\partial h_j(x)}{\partial x} f(x, u) \quad (\text{Eq. VI-11})$$

Le calcul des trois premières lignes de la matrice Q_0 montre que la dernière d'entre elles $\frac{\partial h_3(x)}{\partial x}$ est en fait une combinaison linéaire des deux autres.

$$\begin{cases} \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1) \\ \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} = (-b_1\delta_{1p} \quad -b_1\delta_{2p} \quad -b_1\delta_{1n} \quad -b_1\delta_{2n} \quad -b_0) \\ \frac{\partial h_3(x)}{\partial x} = (b_0b_1\delta_{1p} \quad b_0b_1\delta_{2p} \quad b_0b_1\delta_{1n} \quad b_0b_1\delta_{2n} \quad b_0^2 - b_1(a_1\delta_{1p}^2 + a_2\delta_{2p}^2 + a_3\delta_{1n}^2 + a_4\delta_{2n}^2)) \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-12})$$

Ceci implique que, pour u donné, le rang de la matrice d'observabilité est au moins inférieur ou égal à 4 ($\neq 5$) et le système est de ce fait non observable.

La commande du convertisseur multicellulaire superposé ne fait intervenir qu'un seul étage à la fois [DEL]. Ainsi, lorsque l'étage positif est en commutation, son équivalent négatif est toujours passant. Ceci implique que les variables x_3 et x_4 n'évoluent plus, comme mis en évidence sur la Figure VI-4A.

De même, lorsque l'étage négatif est activé, les semi-conducteurs de celui du haut sont à l'état bloqué et, x_1 et x_2 ne varient pas (Figure VI-4B). Le modèle instantané du convertisseur peut donc toujours être considéré comme un modèle à trois variables d'état uniquement, sauf lorsque $(\delta_{1p}, \delta_{2p}, \delta_{1n}, \delta_{2n}) = (0, 0, 0, 0)$ (tension nulle en sortie).

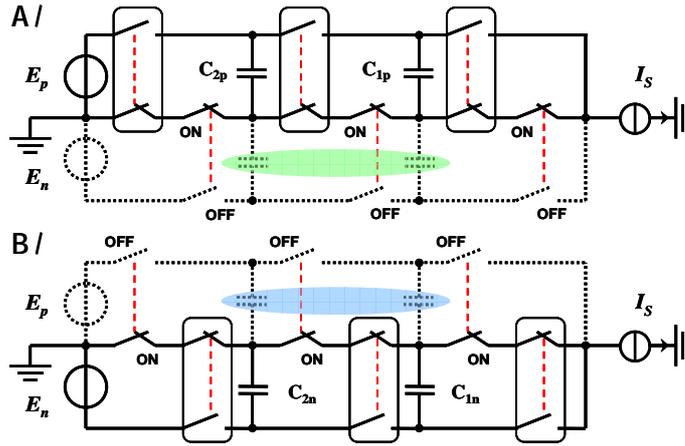


Figure VI-4 Configurations du convertisseur SMC en fonction du signe de la tension découpée

En effectuant le changement de variables, $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_{1p}x_1 + \delta_{2p}x_2 + \delta_{1n}x_3 + \delta_{2n}x_4, x_5)$ et pour chaque séquence de fonctionnement du convertisseur, le système d'équations S peut s'écrire sous la forme réduite suivante:

$$S_2 : \begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = (a_1\delta_{1p}^2 + a_2\delta_{2p}^2 + a_3\delta_{1n}^2 + a_4\delta_{2n}^2)\varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -b_0\varepsilon_2 - b_1\varepsilon_1 + b_1SC_{3p}E_p - b_1(1-SC_{3n})E_n \end{cases} \quad (Eq. VI-13)$$

Compte tenu de la stratégie de commande du convertisseur, ε_1 dépend à chaque instant de (x_1, x_2) ou de (x_3, x_4) , sauf cas particulier où $(\delta_{1p}, \delta_{2p}, \delta_{1n}, \delta_{2n}) = (0, 0, 0, 0)$. De plus, il a été prouvé que x_1 et x_2 (resp. x_3 et x_4) sont observables après un certain nombre de séquences de fonctionnement [BEN] [GAT3]. Il suffit donc d'assurer la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ pour assurer celle de \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 (resp. \tilde{x}_3 et \tilde{x}_4). Nous observons alors que $\forall (\delta_{1p}, \delta_{2p}, \delta_{1n}, \delta_{2n}) \neq (0, 0, 0, 0)$, ε_1 est observable par la mesure du courant $\varepsilon_2 = i_s$, puisque la nouvelle matrice d'observabilité :

$$Q_0' = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -b_1 & -b_0 \end{pmatrix} \quad (Eq. VI-14)$$

est de rang 2, ordre du système S_2 .

VI.D.2. Equations et fonctionnement de l'observateur à modes glissants

Le paragraphe VI.C introduit la théorie des observateurs à modes glissants. L'utilisation de cette dernière pour notre application induit le système d'équation O :

$$O : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f_1(\hat{x}, u) - \Lambda_1 \text{sign}(s) = \delta_{1p}\hat{a}_1\hat{x}_5 - \Lambda_1 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_2(\hat{x}, u) - \Lambda_2 \text{sign}(s) = \delta_{2p}\hat{a}_2\hat{x}_5 - \Lambda_2 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = f_3(\hat{x}, u) - \Lambda_3 \text{sign}(s) = \delta_{1n}\hat{a}_3\hat{x}_5 - \Lambda_3 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_4 = f_4(\hat{x}, u) - \Lambda_4 \text{sign}(s) = \delta_{2n}\hat{a}_4\hat{x}_5 - \Lambda_4 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_5 = f_5(\hat{x}, u) - \Lambda_5 \text{sign}(s) = -\hat{b}_0\hat{x}_5 - \hat{b}_1(\delta_{1p}\hat{x}_1 + \delta_{2p}\hat{x}_2 + \delta_{1n}\hat{x}_3 + \delta_{2n}\hat{x}_4 - SC_{3p}E_p + (1-SC_{3n})E_n) - \Lambda_5 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (Eq. VI-15)$$

pour lequel:

- ✓ $\hat{x} \in R^5$ est le vecteur estimé de l'état x ;
- ✓ $f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de notre modèle $f(x, u)$ en fonction des $\hat{x}_{j,j=1,\dots,5}$;
- ✓ Λ est la matrice de gains correctifs de l'observateur à modes glissants de dimension 5×1 ;

- ✓ $sign(s)$ est un vecteur d'ordre $p \times 1 = 1 \times 1$ puisque $x_5 = i_s$ est l'unique état mesuré.
- ✓ s est la surface de glissement définie telle que : $s = \hat{x}_5 - x_5 = \tilde{x}_5$.

L'emploi de la notation : $\overline{pq} = \hat{p}\hat{q} - pq$ permet de définir la dynamique des erreurs d'observation :

$$\begin{cases} \tilde{\dot{x}}_1 = \dot{\hat{x}}_1 - \dot{x}_1 = \Delta f_1 - \Lambda_1 sign(\tilde{x}_5) = \overline{\delta_{1p} a_1 x_5} - \Lambda_1 sign(\tilde{x}_5) \\ \tilde{\dot{x}}_2 = \dot{\hat{x}}_2 - \dot{x}_2 = \Delta f_2 - \Lambda_2 sign(\tilde{x}_5) = \overline{\delta_{2p} a_2 x_5} - \Lambda_2 sign(\tilde{x}_5) \\ \tilde{\dot{x}}_3 = \dot{\hat{x}}_3 - \dot{x}_3 = \Delta f_3 - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_5) = \overline{\delta_{1n} a_3 x_5} - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_5) \\ \tilde{\dot{x}}_4 = \dot{\hat{x}}_4 - \dot{x}_4 = \Delta f_4 - \Lambda_4 sign(\tilde{x}_5) = \overline{\delta_{2n} a_4 x_5} - \Lambda_4 sign(\tilde{x}_5) \\ \tilde{\dot{x}}_5 = \dot{\hat{x}}_5 - \dot{x}_5 = \Delta f_5 - \Lambda_5 sign(\tilde{x}_5) = \overline{-b_0 x_5} - \overline{\delta_{1p} b_1 x_1} - \overline{\delta_{2p} b_1 x_2} - \overline{\delta_{1n} b_1 x_3} - \overline{\delta_{2n} b_1 x_4} + \overline{\tilde{b}_1 SC_{3p} E_p} - \overline{\tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n} - \Lambda_5 sign(\tilde{x}_5) \end{cases} \quad (Eq. VI-16)$$

Le convertisseur SMC 7 niveaux monophasé est un système non linéaire d'ordre 5 avec une mesure unique $x_5 = i_s$. L'observateur à modes glissants contraint ce système à converger vers la surface de glissement $s = \tilde{x}_5 = 0$ et à y évoluer (phénomène de glissement) selon une dynamique d'ordre 4. L'objectif du gain Λ_5 est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement. $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 , quant à eux, imposent les dynamiques des erreurs d'observation sur la surface de glissement.

VI.D.3. Condition de glissement et mode d'atteinte

Considérons la fonction de Lyapunov suivante : $V(s) = s^T .s = \tilde{x}_5^2$, ainsi que sa dérivée $\dot{V}(s) = 2 \times s \times \dot{s} = 2 \times \tilde{x}_5 \times \tilde{\dot{x}}_5 = 2 \times \tilde{x}_5 (\Delta f_5 - \Lambda_5 sign(\tilde{x}_5))$. Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement $s = 0$ est attractive si :

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_5 (\Delta f_5 - \Lambda_5 sign(\tilde{x}_5)) < 0 \quad (Eq. VI-17)$$

ainsi :

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Lambda_5 > \Delta f_5 & \text{si } \tilde{x}_5 \geq 0 \\ \Lambda_5 > -\Delta f_5 & \text{si } \tilde{x}_5 < 0 \end{cases} \quad (Eq. VI-18)$$

ce qui implique que $\forall \tilde{x}_5$, il suffit que : $\Lambda_5 > |\Delta f_5|_{\max}$ pour que $\dot{V}(s) < 0$.

Si nous supposons que Δf_5 est bornée, c'est-à-dire que les erreurs d'observation et les erreurs sur les paramètres du système sont bornées, alors il suffit simplement de vérifier la condition suivante :

$$\Lambda_5 > |\Delta f_5|_{\max} \quad (Eq. VI-19)$$

à savoir :

$$\Lambda_5 > \left| \overline{b_0 x_5} \right|_{\max} + \max \left(\left| \overline{b_1 x_1} \right|_{\max} + \left| \overline{b_1 x_2} \right|_{\max}, \left| \overline{b_1 x_3} \right|_{\max} + \left| \overline{b_1 x_4} \right|_{\max} \right) + \max \left(\left| \overline{\tilde{b}_1} \right|_{\max} E_{p \max}, \left| \overline{\tilde{b}_1} \right|_{\max} E_{n \max} \right) \quad (Eq. VI-20)$$

Les regroupements effectués au niveau de l'équation (Eq. VI-20) sont dus au fonctionnement par étage du convertisseur SMC. Λ_5 ne dépend effectivement pas de l'expression complète de $f_5(x, u)$, car la stratégie de commande implique qu'une partie de celle-ci est toujours nulle :

$$\begin{cases} \text{si } V_s > 0 & \text{alors } f_5(x, u) = -b_0 x_5 - b_1 (\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 - SC_{3p} E_p) \\ \text{si } V_s < 0 & \text{alors } f_5(x, u) = -b_0 x_5 - b_1 (\delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 + (1 - SC_{3n}) E_n) \end{cases}$$

La détermination de Λ_5 est donc fonction du maximum des ensembles : (x_1, x_2, E_p) ou (x_3, x_4, E_n) .

Cette dernière condition garantit l'attraction de la surface de glissement $s(\tilde{x}) = \tilde{x}_5 = 0$. Elle dépend à la fois des erreurs paramétriques commises sur la charge et des erreurs d'observation. Le domaine de

glissement est le sous-espace d'état de R^5 pour lequel $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4$ et \tilde{x}_5 vérifient la condition $\dot{V}(s) < 0$.

VI.D.4. Mode de glissement et dynamiques sur la surface de glissement

La dynamique des erreurs d'observation sur la surface de glissement provient des conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = \dot{\tilde{x}}_5 = \Delta f_5 - \Lambda_5 \Gamma_S^{eq} = 0 \\ s(\tilde{x}) = \hat{x}_5 - x_5 = 0 \end{cases} \quad (Eq. VI-21)$$

Soit :

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = -\overline{b_0 x_5} - \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} - \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} - \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} - \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} + \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p - \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n - \Lambda_5 (\text{sign}(\tilde{x}_5))_{eq} = 0 \\ s(\tilde{x}) = \hat{x}_5 - x_5 = 0 \end{cases} \quad (Eq. VI-22)$$

Il en découle une condition d'équilibre :

$$\Gamma_S^{eq} = (\text{sign}(\tilde{x}_5))_{eq} = \frac{\Delta f_5}{\Lambda_5} = \frac{-\overline{b_0 x_5} - \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} - \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} - \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} - \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} + \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p - \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n}{\Lambda_5} \quad (Eq. VI-23)$$

En remplaçant Γ_S^{eq} par sa valeur dans le système (Eq. VI-16) décrivant les erreurs d'observation, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \Delta f_5 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \Delta f_5 \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \Delta f_5 \\ \dot{\tilde{x}}_4 = \Delta f_4 - \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \Delta f_5 \\ \hat{x}_5 = x_5 \end{cases} \quad (Eq. VI-24)$$

ou encore :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} (\overline{b_0 x_5} + \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} + \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} + \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} - \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p + \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n) + \delta_{1p} \overline{a_1 x_5} \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} (\overline{b_0 x_5} + \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} + \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} + \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} - \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p + \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n) + \delta_{2p} \overline{a_2 x_5} \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} + \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} (\overline{b_0 x_5} + \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} + \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} + \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} - \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p + \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n) + \delta_{1n} \overline{a_3 x_5} \\ \dot{\tilde{x}}_4 = \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \delta_{2n} \overline{b_1 x_4} + \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} (\overline{b_0 x_5} + \delta_{1p} \overline{b_1 x_1} + \delta_{2p} \overline{b_1 x_2} + \delta_{1n} \overline{b_1 x_3} - \tilde{b}_1 SC_{3p} E_p + \tilde{b}_1 (1 - SC_{3n}) E_n) + \delta_{2n} \overline{a_4 x_5} \\ \hat{x}_5 = x_5 \end{cases} \quad (Eq. VI-25)$$

Après quelques modifications, l'expression la plus simple de la dynamique d'évolution des erreurs d'observation durant le mode de glissement apparaît :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \Delta f_5 = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \delta_{1p} \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \delta_{2p} \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \delta_{1n} \hat{b}_1 \tilde{x}_3 + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \delta_{2n} \hat{b}_1 \tilde{x}_4 + d_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \Delta f_5 = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \delta_{2p} \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \delta_{1p} \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \delta_{1n} \hat{b}_1 \tilde{x}_3 + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \delta_{2n} \hat{b}_1 \tilde{x}_4 + d_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \Delta f_5 = \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \delta_{1n} \hat{b}_1 \tilde{x}_3 + \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \delta_{1p} \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \delta_{2p} \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \delta_{2n} \hat{b}_1 \tilde{x}_4 + d_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 = \Delta f_4 - \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \Delta f_5 = \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \delta_{2n} \hat{b}_1 \tilde{x}_4 + \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \delta_{1p} \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \delta_{2p} \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \delta_{1n} \hat{b}_1 \tilde{x}_3 + d_4 \end{array} \right. \quad (\text{Eq. VI-26})$$

pour laquelle :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1 = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_5} \left(\tilde{b}_0 x_5 + \tilde{b}_1 [\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n] \right) + \delta_{1p} \tilde{a}_1 x_5 \\ d_2 = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_5} \left(\tilde{b}_0 x_5 + \tilde{b}_1 [\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n] \right) + \delta_{2p} \tilde{a}_2 x_5 \\ d_3 = \frac{\Lambda_3}{\Lambda_5} \left(\tilde{b}_0 x_5 + \tilde{b}_1 [\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n] \right) + \delta_{1n} \tilde{a}_3 x_5 \\ d_4 = \frac{\Lambda_4}{\Lambda_5} \left(\tilde{b}_0 x_5 + \tilde{b}_1 [\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n] \right) + \delta_{2n} \tilde{a}_4 x_5 \end{array} \right. \quad (\text{Eq. VI-27})$$

Les termes d_1, d_2, d_3 et d_4 correspondent à des perturbations liées aux erreurs sur les paramètres de la charge, ainsi qu'au point de fonctionnement du convertisseur.

Le changement de variables : $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_{1p} x_1 + \delta_{2p} x_2 + \delta_{1n} x_3 + \delta_{2n} x_4, x_5)$ fait apparaître la dynamique des erreurs d'observation pour le système d'ordre réduit, et plus particulièrement pour ε_1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \frac{\hat{b}_1}{\Lambda_5} (\delta_{1p} \Lambda_1 + \delta_{2p} \Lambda_2 + \delta_{1n} \Lambda_3 + \delta_{2n} \Lambda_4) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_{1p} d_1 + \delta_{2p} d_2 + \delta_{1n} d_3 + \delta_{2n} d_4 \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \tilde{\varepsilon}_2 = 0 \end{array} \right. \quad (\text{Eq. VI-28})$$

Dans l'hypothèse où les erreurs sur les paramètres de la charge sont négligées, à savoir : $d_1 = d_2 = d_3 = d_4 = 0$, le pôle non nul de ce système d'équations est le suivant :

$$p_2 = \frac{\hat{b}_1}{\Lambda_5} (\delta_{1p} \Lambda_1 + \delta_{2p} \Lambda_2 + \delta_{1n} \Lambda_3 + \delta_{2n} \Lambda_4) \quad (\text{Eq. VI-29})$$

La variable $\tilde{\varepsilon}_1$ est régie par une dynamique du premier ordre dont la constante de temps est $-1/p_2$. Compte tenu de l'opération complémentaire des étages de la structure, l'un des ensembles $(\delta_{1p}, \delta_{2p})$ ou $(\delta_{1n}, \delta_{2n})$ est égal à $(0,0)$ et l'expression de p_2 dépend essentiellement des signaux de commande de l'étage activé : $(\delta_{1p}, \delta_{2p})$ si les semi-conducteurs de l'étage supérieur commutent ou $(\delta_{1n}, \delta_{2n})$ inversement. De plus, si toutes les cellules de l'étage activé sont ON, ou OFF, ε_1 n'est plus observable : l'étage du haut est activé par exemple et $SC_{1p} = SC_{2p} = SC_{3p} = 0$; les interrupteurs de l'étage du bas sont tous fermés, et par conséquent le courant de charge ne traverse aucun condensateur flottant.

La seule dynamique qui peut être ajustée à l'aide des gains de l'observateur à modes glissants est celle de $\tilde{\varepsilon}_1$. Néanmoins, si le système est observable, ce qui a été démontré au paragraphe VI.D.1, la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ induit celles des $\tilde{x}_{j=1...4}$. En effet, la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ assure que $\delta_{1p} \hat{x}_1 + \delta_{2p} \hat{x}_2$

tend vers $\delta_{1p}x_1 + \delta_{2p}x_2$ (de même pour $\delta_{1n}\hat{x}_3 + \delta_{2n}\hat{x}_4$ vers $\delta_{1n}x_3 + \delta_{2n}x_4$). Or, pour certaines combinaisons des ordres de commande, δ_{1p} ou δ_{2p} s'annule, permettant la convergence de \hat{x}_1 vers x_1 ou \hat{x}_2 vers x_2 .

Pour $\delta_{1p} = 0$ (respectivement $\delta_{2p} = 0$, $\delta_{1n} = 0$ ou $\delta_{2n} = 0$) le courant ne circule plus à travers le condensateur flottant C_{1p} (resp. C_{2p} , C_{1n} ou C_{2n}) et x_1 (resp. x_2 , x_3 ou x_4) n'est plus observable. Dans ce cas, le gain Λ_1 (resp. Λ_2, Λ_3 ou Λ_4) doit s'annuler. Ainsi, les expressions des gains de l'observateur prennent la forme :

$$\Lambda_{j,j=1,\dots,4} = \lambda_{j,j=1,\dots,4} \times \delta \quad (\text{Eq. VI-30})$$

Pour simplifier, on prendra : $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = \lambda$. Ce choix est justifié, car les valeurs des condensateurs flottants sont identiques, donc leurs évolutions sont similaires. L'équation (Eq. VI-28) devient alors :

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \frac{\lambda \hat{b}_1}{\Lambda_5} (\delta_{1p}^2 + \delta_{2p}^2 + \delta_{1n}^2 + \delta_{2n}^2) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_{1p}d_1 + \delta_{2p}d_2 + \delta_{1n}d_3 + \delta_{2n}d_4 \quad (\text{Eq. VI-31})$$

Théoriquement, en négligeant les erreurs paramétriques, on cherche à imposer la dynamique suivante de $\tilde{\varepsilon}_1$:

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = -\frac{1}{\tau} (\delta_{1p}^2 + \delta_{2p}^2 + \delta_{1n}^2 + \delta_{2n}^2) \tilde{\varepsilon}_1 \quad (\text{Eq. VI-32})$$

Celle-ci dépend de la constante de temps τ et ne peut être imposée que si ε_1 est observable. En identifiant (Eq. VI-31) et (Eq. VI-32), on trouve alors l'expression des gains de l'observateur à modes glissants pour le convertisseur SMC :

$$\begin{aligned} \Lambda_1 &= -\frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \delta_{1p} \\ \Lambda_2 &= -\frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \delta_{2p} \\ \Lambda_3 &= -\frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \delta_{1n} \\ \Lambda_4 &= -\frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \delta_{2n} \end{aligned} \quad (\text{Eq. VI-33})$$

Ces derniers constituent une alternative intéressante, puisqu'ils s'annulent lorsque les tensions v_{Ci} associées deviennent non observables ($\delta = 0$). Durant cet intervalle de temps, les tensions intermédiaires observées $\hat{x}_{j=1,\dots,4}$ demeurent inchangées.

τ est un paramètre primordial qui doit être précisément ajusté, car il fixe la dynamique de l'observateur durant le mode de glissement.

VI.D.5. Paramètres et dynamiques de l'observateur

Les paramètres électriques du convertisseur et de la charge sont ceux du prototype SMC 7 niveaux triphasé 15kVA que nous utilisons pour effectuer nos essais (Annexe A). Ces derniers sont résumés par le Tableau VI-1.

Paramètres du prototype SMC 3x2	Valeurs
Condensateurs flottants C	1200 μ F
Demi-bus continus E_p, E_n	200 V
Tensions intermédiaires de référence : V_{C1}	66,67 V
V_{C2}	133,34 V
Inductance de charge L_{ch}	1 mH
Résistance de charge R_{ch}	7 Ω
Tension de sortie maximale V_{max}	500 V
Courant de charge crête I_{max}	30 A

Tableau VI-1 Paramètres électriques du prototype SMC triphasé 7 niveaux 15 kVA

Afin de déterminer les différents gains et paramètres de l'observateur à modes glissants, plusieurs hypothèses sont réalisées, l'objectif étant de garantir une certaine robustesse à la structure d'estimation :

- ✓ Les erreurs d'observation maximales pour les variables d'état valent : 67 V pour \tilde{x}_1 et \tilde{x}_3 , 134 V pour \tilde{x}_2 et \tilde{x}_4 ; et 30 A pour \tilde{x}_5 ;
- ✓ Les variations paramétriques de la charge sont fixées à : 15% pour l'inductance L_{ch} et 50% pour la résistance R_{ch} lors du calcul de Λ_5 . Les valeurs sont supposées constantes par la suite, à savoir : $\hat{b}_{i,i=0,1} = b_{i,i=0,1}$.
- ✓ Les paramètres du convertisseur sont toujours constants : $\hat{a}_{j,j=1,\dots,4} = a_{j,j=1,\dots,4}$.

L'équation (Eq. VI-20) implique ainsi qu'un gain : $\Lambda_5 = 0.65 \cdot 10^6 \text{ A/s}$ est suffisant pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $\tilde{x}_5 = 0$.

Les gains $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 sont déterminés de façon à imposer la dynamique de l'erreur d'observation en mode de glissement. La dynamique d'évolution théorique de la tension aux bornes des condensateurs flottants dépend du courant de charge maximal et de la valeur de ces derniers, soit:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{|i_s|_{\max}}{C} = \frac{|\tilde{x}_5|_{\max}}{C} = \frac{30}{1200 \cdot 10^{-6}} = 25000 \text{ V/s} \quad (\text{Eq. VI-34})$$

L'expression (Eq. VI-33) des gains $\Lambda_{j,j=1,\dots,4}$ doit répondre à cette dernière. La constante de temps τ est de fait fixée à :

$$\tau = \frac{\Lambda_5 L_{ch}}{(dV/dt)} = \frac{0,65 \cdot 10^6 \times 1 \cdot 10^{-3}}{25000} = 26 \text{ ms} \quad (\text{Eq. VI-35})$$

afin de respecter la dynamique d'évolution théorique de la tension aux bornes des condensateurs flottants.

Nous pouvons ainsi déduire les valeurs des gains $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 :

$$\begin{cases} \Lambda_1 = -2,5 \cdot 10^4 \delta_{1p} \text{ V/s} \\ \Lambda_2 = -2,5 \cdot 10^4 \delta_{2p} \text{ V/s} \\ \Lambda_3 = -2,5 \cdot 10^4 \delta_{1n} \text{ V/s} \\ \Lambda_4 = -2,5 \cdot 10^4 \delta_{2n} \text{ V/s} \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-36})$$

La durée que met la trajectoire de l'erreur pour atteindre la surface $s(\tilde{x}) = 0$ est définie par l'équation ci-dessous :

$$t_r \leq \frac{s(t=0)}{\Lambda_5} = \frac{|\tilde{x}_5|_{\max}}{\Lambda_5} \quad (\text{Eq. VI-37})$$

soit, pour $s(t=0) = 30 \text{ A}$, un temps de réponse inférieur ou égal à :

$$t_r \leq 46.15 \mu\text{s} \quad (\text{Eq. VI-38})$$

VI.D.6. Phénomène de “Chattering”

Les principaux arguments en faveur de la théorie des modes glissants sont la réduction de l'ordre du système, le découplage de la procédure de dimensionnement, le rejet de perturbation, la faible sensibilité aux variations paramétriques et l'implantation simple dans le cas de convertisseurs de puissance. Toutefois, le principal inconvénient de la commande et par voie de conséquence de l'observateur à modes glissants réside dans le phénomène bien connu de “chattering”. En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction *signe* (Figure VI-5A) associée à des gains très élevés :

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} +1 & \text{si } s > 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-39})$$

Elle permet de maintenir l'erreur d'observation sur la surface de glissement. Or celle-ci, quoique attractive (grâce à la valeur de Λ_5), voit cette erreur continuellement la quitter et y revenir sous l'influence du terme de commutation dans une bande de variation de largeur en rapport avec le gain Λ_5 . Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets.

L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation [HUN] [HUN2]. A l'intérieur de celle-ci, l'observation est considérée comme une approximation continue de la fonction de commutation. A l'extérieur, l'observation se comporte comme en présence de la fonction signe. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction *saturation* (Figure VI-5B) à la fonction *signe* dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales :

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} +1 & \text{si } s > \varepsilon \\ -1 & \text{si } s < -\varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & \text{si } |s| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-40})$$

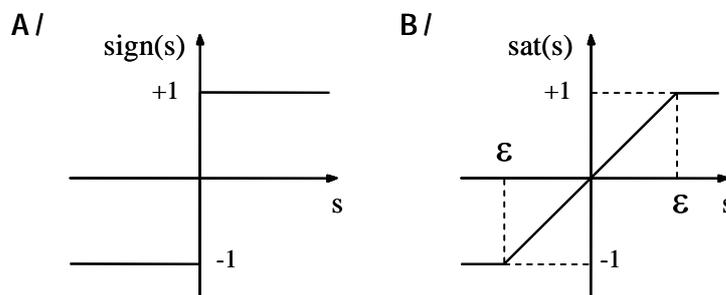


Figure VI-5 Fonctions de commutation – A/ fonction signe – B/ fonction saturation

Théoriquement, l'utilisation de la fonction saturation implique qu'en l'absence de perturbations il n'y a pas d'erreur en régime permanent, car pendant le mode de glissement le basculement s'effectue à fréquence infinie. Dans notre cas, cette remarque n'est pas fondée, puisque la fonction de saturation est discrétisée et induit forcément des oscillations. Nous avons choisi une fonction de saturation pour laquelle $\varepsilon = 1$, soit une fonction unitaire.

VI.D.7. Résolution numérique et implantation de la fonction de saturation

Les algorithmes de l'observateur à modes glissants ont été programmés en vue d'une implantation dans un composant de type Processeur ou FPGA. Ces composants numériques programmables ont l'avantage de pouvoir supporter des architectures matérielles parfaitement adaptées aux besoins spécifiques de l'algorithme de commande à implanter et par conséquent offrir un niveau de performance en terme de temps de calcul bien supérieur à toutes solutions programmées. Dans notre cas, ces composants sont les seuls à permettre le comportement quasi-analogique des estimées. Il s'agit en fait de reproduire à l'aide d'un algorithme numérique une théorie fondamentalement analogique.

Ce paragraphe présente les étapes de numérisation des équations de l'observateur, ainsi que l'implantation de la fonction saturation et des diverses boucles d'observation.

a. Numérisation

Les composants de type FPGA qui permettent l'utilisation de virgules flottantes sont généralement fort coûteux de par leur taille, à cause du nombre significatif de portes logiques qu'ils emploient. Il a donc été choisi de réaliser une implantation numérique à virgule fixe avec des calculs en mode de complément à 2. Cette section décrit la procédure de numérisation des équations de l'observateur [MON] [RUE].

Cette dernière consiste en une conversion analogique numérique et une mise à l'échelle des quantités en courant et en tension. Cette première étape peut être schématisée par les équations ci-dessous :

pour les grandeurs en courant :

$$i_{réel} = K_i \times I_{num} \quad (\text{Eq. VI-41})$$

pour les grandeurs en tension :

$$v_{réel} = K_v \times V_{num} \quad (\text{Eq. VI-42})$$

pour lesquelles $i_{réel}$ et $v_{réel}$ sont respectivement les grandeurs physiques du système, et I_{num} et V_{num} leurs équivalents numériques. Ces dernières sont codées sur un certain nombre de bits, qui peut être identique ou différent en fonction de la précision exigée pour les calculs. K_i et K_v sont les facteurs d'échelle introduits pour les grandeurs de même type :

pour les grandeurs en courant (signées) :

$$K_i = \frac{I_{S_{max}}}{2^{N_1-1} - 1} \quad (\text{Eq. VI-43})$$

pour les grandeurs en tension (non signées) :

$$K_v = \frac{V_{max}}{2^{N_2} - 1} \quad (\text{Eq. VI-44})$$

Ils dépendent des valeurs maximales en courant $I_{S_{max}}$ et en tension V_{max} du système. N_1 et N_2 correspondent aux nombres de bits utilisés pour coder ces quantités.

Les grandeurs mesurées : courant de charge et demi-bus continu, sont échantillonnées à une fréquence fixe, puis mises à l'échelle et numérisées par un convertisseur analogique numérique (CAN).

Les étapes préalables à l'implantation de l'algorithme décrit par le système (Eq. VI-15) sont détaillées ci-dessous :

✓ les gains $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 sont remplacés par leurs expressions analytiques (Eq. VI-33) et la fonction saturation est substituée à la fonction signe ; (Eq. VI-15) devient (Eq. VI-45).

$$\begin{cases}
 \dot{\hat{x}}_1 = \delta_{1p} \hat{a}_1 \hat{x}_5 + \delta_{1p} \frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5) \\
 \dot{\hat{x}}_2 = \delta_{2p} \hat{a}_2 \hat{x}_5 + \delta_{2p} \frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5) \\
 O : \dot{\hat{x}}_3 = \delta_{1n} \hat{a}_3 \hat{x}_5 + \delta_{1n} \frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5) \\
 \dot{\hat{x}}_4 = \delta_{2n} \hat{a}_4 \hat{x}_5 + \delta_{2n} \frac{\Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5) \\
 \dot{\hat{x}}_5 = -\hat{b}_0 \hat{x}_5 - \hat{b}_1 (\delta_{1p} \hat{x}_1 + \delta_{2p} \hat{x}_2 + \delta_{1n} \hat{x}_3 + \delta_{2n} \hat{x}_4 - SC_{3p} E_p + (1 - SC_{3n}) E_n) - \Lambda_5 \text{sat}(\tilde{x}_5)
 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-45})$$

✓ La discrétisation est obtenue par application de la méthode d'Euler : $x_j[k+1] = x_j[k] + T_e \dot{x}_j[k]$ pour laquelle T_e est la période d'échantillonnage. L'observateur à modes glissants discret est décrit par (Eq. VI-46).

$$\begin{cases}
 \hat{x}_1[k+1] = \hat{x}_1[k] + \delta_{1p} \hat{a}_1 T_e \hat{x}_5[k] + \delta_{1p} \frac{T_e \Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5[k]) \\
 \hat{x}_2[k+1] = \hat{x}_2[k] + \delta_{2p} \hat{a}_2 T_e \hat{x}_5[k] + \delta_{2p} \frac{T_e \Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5[k]) \\
 O : \hat{x}_3[k+1] = \hat{x}_3[k] + \delta_{1n} \hat{a}_3 T_e \hat{x}_5[k] + \delta_{1n} \frac{T_e \Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5[k]) \\
 \hat{x}_4[k+1] = \hat{x}_4[k] + \delta_{2n} \hat{a}_4 T_e \hat{x}_5[k] + \delta_{2n} \frac{T_e \Lambda_5}{\hat{b}_1 \tau} \text{sat}(\tilde{x}_5[k]) \\
 \hat{x}_5[k+1] = (1 - T_e \hat{b}_0) \hat{x}_5[k] - T_e \hat{b}_1 (\delta_{1p} \hat{x}_1[k] + \delta_{2p} \hat{x}_2[k] + \delta_{1n} \hat{x}_3[k] + \delta_{2n} \hat{x}_4[k] - SC_{3p} e_p[k] + (1 - SC_{3n}) e_n[k]) - T_e \Lambda_5 \text{sat}(\tilde{x}_5[k])
 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-46})$$

✓ Les équations sont ensuite numérisées et mises à l'échelle en appliquant les relations (Eq. VI-41) à (Eq. VI-44) :

$$\begin{cases}
 \hat{X}_1[k+1] = \hat{X}_1[k] + \delta_{1p} \frac{K_i \hat{a}_1 T_e}{K_v} \hat{X}_5[k] + \delta_{1p} \frac{T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 \hat{X}_2[k+1] = \hat{X}_2[k] + \delta_{2p} \frac{K_i \hat{a}_2 T_e}{K_v} \hat{X}_5[k] + \delta_{2p} \frac{T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 O : \hat{X}_3[k+1] = \hat{X}_3[k] + \delta_{1n} \frac{K_i \hat{a}_3 T_e}{K_v} \hat{X}_5[k] + \delta_{1n} \frac{T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 \hat{X}_4[k+1] = \hat{X}_4[k] + \delta_{2n} \frac{K_i \hat{a}_4 T_e}{K_v} \hat{X}_5[k] + \delta_{2n} \frac{T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 \hat{X}_5[k+1] = (1 - T_e \hat{b}_0) \hat{X}_5[k] - \frac{T_e \hat{b}_1 K_v}{K_i} (\delta_{1p} \hat{X}_1[k] + \delta_{2p} \hat{X}_2[k] + \delta_{1n} \hat{X}_3[k] + \delta_{2n} \hat{X}_4[k] - SC_{3p} E_p[k] + (1 - SC_{3n}) E_n[k]) - \frac{T_e \Lambda_5}{K_i} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k])
 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-47})$$

✓ Certains coefficients du système (Eq. VI-47) sont bien inférieurs à 1, $(1 - T_e \hat{b}_0)$ par exemple, et l'erreur d'arrondi les forcerait à 0. Pour cette raison, les équations numériques sont multipliées par un facteur (2^x) , afin de rendre l'erreur d'arrondi acceptable. Il est exprimé sous forme de puissance de 2, ce qui correspond à un décalage binaire et permet une utilisation plus souple lors de l'implantation des boucles d'observation. Dans un souci de précision, les équations relatives aux tensions intermédiaires possèdent un facteur multiplicatif 2^p différent de celui du courant de charge 2^l . (Eq. VI-48) présente l'expression finale de l'algorithme numérique à planter.

$$\begin{cases}
 2^p \hat{X}_1[k+1] = 2^p \hat{X}_1[k] + \delta_{1p} \alpha_3 \hat{X}_5[k] + \delta_{1p} \frac{2^p T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 2^p \hat{X}_2[k+1] = 2^p \hat{X}_2[k] + \delta_{2p} \alpha_3 \hat{X}_5[k] + \delta_{2p} \frac{2^p T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 O : 2^p \hat{X}_3[k+1] = 2^p \hat{X}_3[k] + \delta_{1n} \alpha_3 \hat{X}_5[k] + \delta_{1n} \frac{2^p T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 2^p \hat{X}_4[k+1] = 2^p \hat{X}_4[k] + \delta_{2n} \alpha_3 \hat{X}_5[k] + \delta_{2n} \frac{2^p T_e \Lambda_5}{K_v \hat{b}_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\
 2^l \hat{X}_5[k+1] = \alpha_1 \hat{X}_5[k] - \alpha_2 (\delta_{1p} \hat{X}_1[k] + \delta_{2p} \hat{X}_2[k] + \delta_{1n} \hat{X}_3[k] + \delta_{2n} \hat{X}_4[k] - SC_{3p} E_p[k] + (1 - SC_{3n}) E_n[k]) - \frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k])
 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-48})$$

où : $\alpha_1 = 2^l (1 - T_e \hat{b}_0)$, $\alpha_2 = 2^l (T_e \hat{b}_1 K_v / K_i)$ et $\alpha_3 = 2^p (\hat{a}_i T_e K_i / K_v)$ sont des coefficients.

Il est à noter que dans notre cas, les paramètres de la charge et du convertisseur ne sont pas estimés et sont supposés constants pour l'implantation de l'algorithme, i.e. $\hat{a}_{j,j=1,\dots,4} = a_{j,j=1,\dots,4}$ et $\hat{b}_{i,i=0,1} = b_{i,i=0,1}$.

Les corrections de l'observateur pour le courant de charge et les tensions intermédiaires sont respectivement égales à :

$$\text{corr}_{x_5} = \frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \text{ et } \text{corr}_{x_{j,j=1,\dots,4}} = \frac{2^p T_e \Lambda_5}{K_v b_1 \tau} \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]).$$

Il s'agit d'une multiplication entre des gains et la fonction saturation dont la valeur varie entre -1 et 1. L'enjeu est à présent de déterminer une manière simple d'implanter numériquement ces corrections, qui ne peuvent pas être utilisées en l'état.

b. Implantation de la fonction saturation

Par définition, la fonction saturation unitaire limite la grandeur d'entrée entre -1 et 1 si celle-ci sort de cet intervalle ; autrement la sortie égale l'entrée. Si nous appliquons cette remarque à notre cas, elle entraîne que :

si $-1 < \text{sat}(K_i \hat{X}_5[k] - K_i X_5[k]) < 1$ alors : $|K_i \hat{X}_5[k] - K_i X_5[k]| \leq 1$, mais aussi :

$$|\hat{X}_5[k] - X_5[k]| \leq \frac{1}{K_i} \quad (\text{Eq. VI-49})$$

Considérons la fonction $\text{floor}()$ qui retourne l'entier inférieur du nombre considéré. L'erreur numérique du courant de charge $\tilde{X}_5[k] = \hat{X}_5[k] - X_5[k]$ est calculée à chaque période d'échantillonnage. Elle prend par définition des valeurs entières. Selon l'inégalité (Eq. VI-49), la première étape consiste donc à la limiter entre $\tilde{X}_5^- = \text{floor}(-1/K_i)$ et $\tilde{X}_5^+ = \text{floor}(1/K_i)$, si elle se trouve hors de cet intervalle.

Examinons à présent la correction corr_{x_5} pour l'équation relative au courant de charge par exemple. Sa valeur maximale est égale à :

$$\text{corr}_{x_5} = \begin{cases} \frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} & \text{si } \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) = 1 \\ -\frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} & \text{si } \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) = -1 \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-50})$$

Dans l'hypothèse où nous n'étudions plus la fonction saturation, mais l'erreur numérique elle-même, la correction pour le courant de charge vaut alors :

$$\text{corr}_{x_5} = \begin{cases} \frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} & \text{si } \tilde{X}_5[k] = \tilde{X}_5^+ \\ -\frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} & \text{si } \tilde{X}_5[k] = \tilde{X}_5^- \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-51})$$

Ainsi, corr_{x_5} peut être déduite à chaque période d'échantillonnage à l'aide d'une simple multiplication (Figure VI-6) :

$$\text{corr}_{x_5} = \text{floor} \left[\frac{\tilde{X}_5[k] (2^l T_e \Lambda_5 / K_i)}{\tilde{X}_5^+} \right] \quad (\text{Eq. VI-52})$$

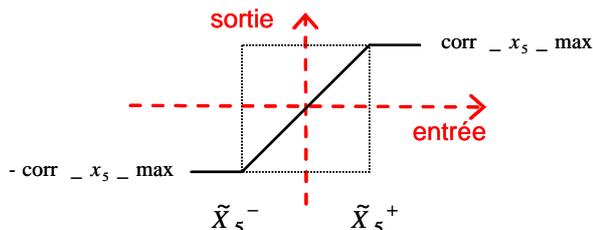


Figure VI-6 Détermination de la correction pour le courant de charge

En fonction de l'erreur, cette correction peut être positive ou négative et possède une valeur différente pour chaque valeur entière potentielle de $\tilde{X}_5[k]$ appartenant à l'intervalle $[\tilde{X}_5^-, \tilde{X}_5^+]$, c'est-à-dire $\tilde{X}_5^+ - \tilde{X}_5^- + 1$ valeurs.

Une méthode similaire est utilisée pour déterminer la correction relative aux équations des tensions intermédiaires $corr_x_{j,j=1,\dots,4}$.

La Figure VI-8 illustre l'implantation de la fonction saturation pour la correction du courant de charge et les tensions intermédiaires.

c. Implantation des boucles d'observation

La Figure VI-9 illustre l'implantation de la boucle d'observation du courant de charge. Une attention particulière a été accordée à la mise en place de la rétroaction, car celle-ci n'est pas unitaire. L'équation à considérer est la suivante :

$$2^l \hat{X}_5[k+1] = \alpha_1 \hat{X}_5[k] - \alpha_2 (\delta_{1p} \hat{X}_1[k] + \delta_{2p} \hat{X}_2[k] + \delta_{3p} \hat{X}_3[k] + \delta_{4p} \hat{X}_4[k] - SC_{3p} E_p[k] + (1 - SC_{3n}) E_n[k]) - \frac{2^l T_e \Lambda_5}{K_i} sat(K_i \tilde{X}_5[k])$$

Le gain $\alpha_1 = 2^l (1 - T_e \hat{b}_0)$ ne peut pas être divisé par le facteur multiplicatif 2^l pour obtenir le retour unitaire, car sa valeur serait inférieure à 1. Pour cette raison, la rétroaction doit être réalisée en trois étapes, comme présenté ci-dessous : temporisation, décalage binaire et multiplication par α_1 .

La Figure VI-7, quant à elle, montre l'implantation de la boucle d'observation des tensions intermédiaires supérieures. La rétroaction est dans ce cas unitaire.

Il nous faut à présent ajuster soigneusement les paramètres numériques de l'observateur pour estimer précisément les variables d'état.

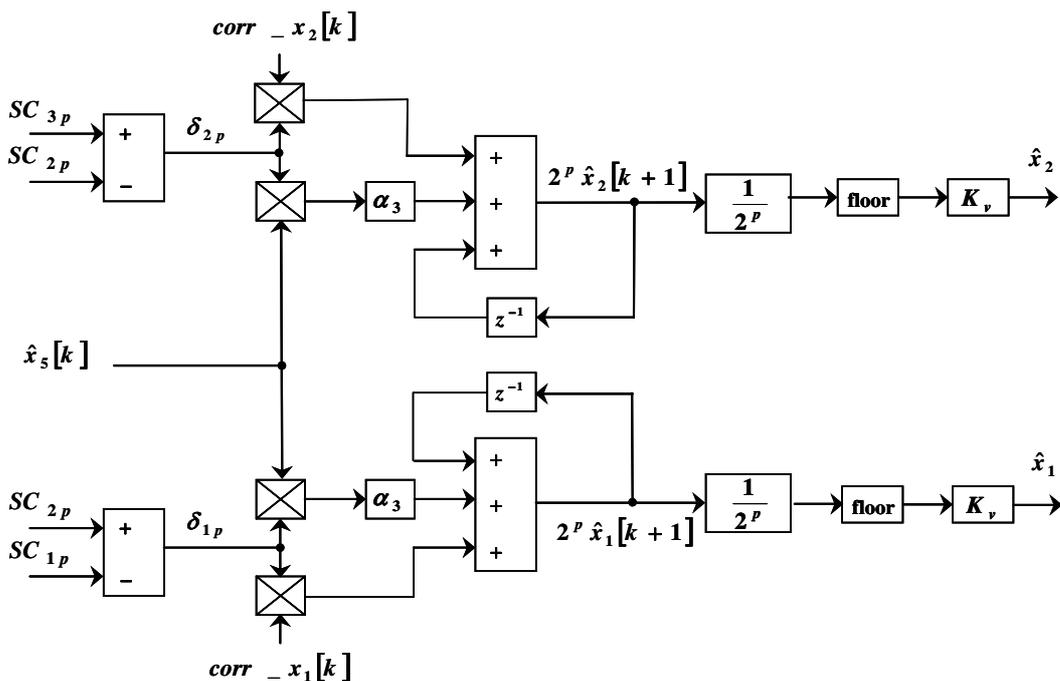


Figure VI-7 Implantation de la boucle d'observation des tensions intermédiaires supérieures

d. Paramètres numériques

Cette section indique l'ensemble des valeurs des paramètres numériques de l'observateur à modes glissants. Ces derniers ont été ajustés au regard du système physique afin d'obtenir une estimation conforme. Les paramètres électriques du convertisseur et de la charge sont regroupés dans le Tableau VI-1 (page 147).

Le FPGA dont nous disposons avec notre maquette effectue les calculs sur 32 bits et les convertisseurs analogiques numériques convertissent les données mesurées sur 10 bits.

Facteurs d'échelle :

Les facteurs d'échelle résultants pour les quantités de même type valent :

pour les grandeurs en courant (signées) :

$$K_i = I_{S_{\max}} / (2^{N_i-1} - 1) = 30 / (2^{10-1} - 1) = 0.058708 \quad (\text{Eq. VI-53})$$

pour les grandeurs en tension (non signées) :

$$K_v = V_{\max} / (2^{N_2} - 1) = 500 / (2^{10} - 1) = 0.48876 \quad (\text{Eq. VI-54})$$

Facteurs multiplicatifs :

Les facteurs multiplicatifs pour les équations des tensions intermédiaires 2^p et du courant de charge 2^l sont respectivement fixés à 2^{22} et 2^{21} . Leur détermination a été effectuée en considérant une erreur d'arrondi au moins inférieure à 0,1% pour les coefficients numériques indiqués ci-dessous.

Période d'échantillonnage :

La période d'échantillonnage T_e a été judicieusement choisie, car il s'agit d'atteindre un compromis entre la précision de l'observation et le nombre de bits de codage de l'algorithme. En effet, l'expression de certains gains dépend à la fois de la période d'échantillonnage et du facteur d'échelle K_i . Par conséquent, une baisse de T_e entraîne une hausse du nombre de bits de codage ou des facteurs d'échelle, afin de conserver des coefficients numériques significatifs les uns par rapport aux autres. La période d'échantillonnage a finalement été fixée à $T_e = 2\mu\text{s}$ à l'aide de simulations et d'une feuille de calcul Excel (Figure VI-10).

Méthode de réglage :

Les paramètres numériques de l'observateur à Modes Glissants ont été fixés selon la procédure suivante :

- ✓ Détermination des facteurs d'échelle compte tenu du nombre de bits des CAN et des valeurs maximales en tension et en courant ;
- ✓ Préchoix de la fréquence d'échantillonnage suivant les performances dynamiques voulues et des facteurs multiplicatifs en fonction de la précision souhaitée (0,1% d'erreur d'arrondi).

Suite à ces étapes, les coefficients numériques de l'observateur à modes glissants ont été calculés. Le nombre total de bits de codage de l'algorithme variait entre 28 et 34. Nous avons cependant été limités à 32 bits par l'outil de génération de code VHDL utilisé. En effet, le programme de l'observateur à modes glissants a été codé en langage C sous *Quartus II Web Edition* [ALT]. Le logiciel *SPARK* [SPA] a ensuite permis la génération systématique du code VHDL implantable dans le FPGA. Compte tenu de cette limitation, un compromis a été recherché entre valeur définitive de T_e et nombre total de bits de l'algorithme.

ONDULEUR SMC 7 NIVEAUX				ZOH	
Estimation du courant de charge					
Te (s) =	2.00E-06				
Nb Bits Decalage	21	▲▼			
	2097152				
I _{max} (A) =	30		Nbit_I	10	K _i = 0.058708415
V _{max} (V) =	500		Nbit_V	10	1/K _i = 17.03333333
					K _v = 0.488758553
R (ohms) =	7				
L (H) =	1.00E-03				
Alpha1=	2067791.872				
Erreur (%)=	4.21706E-05				
Alpha1 NUM	2067791	-2097152	2097151	22	▲▼
Alpha2=	34918.367				
Erreur (%)=	0.001049975				
Alpha2 NUM	34918	-65536	65535	17	▲▼
			codage (bits):	32	
Estimation des tensions intermédiaires					
Tev (s) =	2.00E-06				
Nb Bits Decalage	22	▲▼			
	4194304				
C (F) =	1.20E-03		Nbit_I	10	
0.00104997 Erreur inférieure à 0.05%					
59.2184833 Rapport coefficient inférieur à 30					
Alpha3 NUM	839.682		VC1init NUM =	136	
Erreur (%)=	0.081173998		eps=	1.303356E-01	
Alpha3 NUM	839.000	-1024	VC2init NUM =	272	
			eps=	4.887586E-02	
				11	▲▼
			codage (bits):	32	
Corrections de l'observateur					
dV/dt capa (V/s)	25000				
% erreur sur R	50				
% erreur sur L	15				
Tau (s) =	2.49E-02				
bus entier	E (V) =	400			
	Δs=	6.21739E+05			
		25000.000			
Correction V max	429077.299		Terme correcteur pour V		
Erreur (%)=	6.9731E-05				
Correction V max NUM	429077	-524288	524287	20	▲▼
Correction I max	44418895.1		Terme correcteur pour I		
Erreur (%)=	2.25782E-07				
Correction I max NUM	44418895	-67108864	67108863	27	▲▼
			codage (bits):	27	

Figure VI-10 Feuille Excel d'aide au choix des coefficients numériques de l'observateur

Paramètres numériques :

Les valeurs numériques des paramètres α_1 , α_2 et α_3 sont des entiers :

$$\alpha_{1_num} = \text{floor}(2^l(1 - T_e b_0)) = 2067791$$

$$\alpha_{2_num} = \text{floor}(2^l T_e b_1 K_v / K_i) = 34918$$

$$\alpha_{3_num} = \text{floor}((2^p T_e K_i a) / K_v) = 839$$

Actions correctrices :

Les valeurs maximales des actions correctrices de l'observateur valent :

$$\text{corr_}x_5\text{_max} = \text{floor}(2^l T_e \Lambda_s / K_i) = 44418895$$

$$\text{corr_}x_{j,j=1,\dots,4}\text{_max} = \text{floor}(2^p T_e \Lambda_s / (b_1 K_v \tau)) = 429077$$

L'erreur numérique du courant de charge $\tilde{X}_5[k]$ peut prendre n'importe quelle valeur entière de l'intervalle $[\tilde{X}_5^-, \tilde{X}_5^+] = [-18, 17]$, soit $\tilde{X}_5^+ - \tilde{X}_5^- + 1 = 36$ valeurs différentes.

L'action correctrice du courant de charge vaut de fait :

$$\text{corr}_{x_5} = 2612876 \cdot \tilde{X}_5[k]$$

de même pour les tensions intermédiaires :

$$\text{corr}_{x_{j,j=1,\dots,4}} = 25239 \cdot \tilde{X}_5[k]$$

Il est à noter que ces corrections sont déterminées en tenant compte du signe de la fonction saturation, mais pas de celui de l'action correctrice au sein des équations de l'observateur. Elle est positive pour les tensions intermédiaires, mais négative pour le courant de charge.

L'algorithme de l'observateur à modes glissants programmé au sein du FPGA est en définitive :

$$O : \begin{cases} 2^{22} \hat{X}_1[k+1] = 2^{22} \hat{X}_1[k] + \delta_{1p} \times 839 \times \hat{X}_5[k] + \delta_{1p} \times 429077 \times \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\ 2^{22} \hat{X}_2[k+1] = 2^{22} \hat{X}_2[k] + \delta_{2p} \times 839 \times \hat{X}_5[k] + \delta_{2p} \times 429077 \times \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\ 2^{22} \hat{X}_3[k+1] = 2^{22} \hat{X}_3[k] + \delta_{in} \times 839 \times \hat{X}_5[k] + \delta_{in} \times 429077 \times \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\ 2^{22} \hat{X}_4[k+1] = 2^{22} \hat{X}_4[k] + \delta_{2n} \times 839 \times \hat{X}_5[k] + \delta_{2n} \times 429077 \times \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \\ 2^{21} \hat{X}_5[k+1] = 2067791 \times \hat{X}_5[k] - 34918 \times (\delta_{1p} \hat{X}_1[k] + \delta_{2p} \hat{X}_2[k] + \delta_{in} \hat{X}_3[k] + \delta_{2n} \hat{X}_4[k] - SC_{3p} E_p[k] + (1 - SC_{3n}) E_n[k]) - 44418895 \times \text{sat}(K_i \tilde{X}_5[k]) \end{cases} \quad (\text{Eq. VI-55})$$

L'Annexe A regroupe un certain nombre d'informations concernant l'interface de commande et de gestion des données du prototype SMC 7 niveaux triphasé, ainsi que la répartition interne de la capacité du FPGA utilisé.

VI.E. OBSERVATION DES TENSIONS INTERMEDIARES

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation et performances de l'observateur à modes glissants pour un fonctionnement normal du convertisseur SMC. Les dynamiques d'action de ce dernier pour les modes d'atteinte et de glissement sont également étudiées et confirmées en changeant les conditions initiales en courant ou tension. La robustesse de l'observateur au regard des paramètres du convertisseur, de la charge et du bruit de mesure est abordée au paragraphe suivant.

VI.E.1. Interface de simulation

La simulation de validation de l'observateur à modes glissants numérique a été réalisée à l'aide du logiciel de simulation Saber.

Le schéma de simulation utilisé comprend un convertisseur SMC 3x2 monophasé commandé à l'aide d'une MLI intersective classique et une charge R-L. Les caractéristiques électriques du convertisseur sont celles du prototype triphasé actuellement en utilisation au laboratoire et sont présentées en Annexe A. Le courant de charge, ainsi que les demi-bus continus sont mesurés, échantillonnés à 1µs et convertis par des convertisseurs analogiques numériques (CAN) avant d'être utilisés par l'algorithme d'observation. Le CAN convertit à une fréquence de 25MHz, ce qui est bien inférieur à la période de calcul de la méthode. Ces derniers convertissent en continu.

Les principaux paramètres électriques et numériques de la simulation sont résumés par le Tableau VI-2. Ces paramètres sont valables pour tous les résultats de simulation présentés au cours de ce chapitre.

Les grandeurs estimées sont converties par des convertisseurs numériques analogiques (CNA), afin de faciliter la visualisation des résultats. Les valeurs maximales de l'erreur d'estimation indiquées dans ce chapitre sont toujours vérifiées par rapport à un horizon de simulation suffisant pour garantir sa stabilité dans le temps.

Les 4 tensions intermédiaires observées \hat{x}_1 , \hat{x}_2 , \hat{x}_3 et \hat{x}_4 réagissent de manière similaire à la stratégie d'estimation proposée. Nous avons donc choisi d'illustrer nos propos en nous intéressant plus particulièrement aux tensions intermédiaires de l'étage supérieur, à savoir \hat{x}_1 et \hat{x}_2 .

Pour les essais concernant les conditions initiales, les tensions aux bornes des capacités flottantes du convertisseur sont préchargées et les conditions initiales de l'observateur sont nulles.

Paramètres de simulation	Valeurs
Fréquence de découpage des semi-conducteurs $f_{d\acute{e}c}$	600 Hz
Demi-bus continu E_p, E_n	200 V
Tensions intermédiaires de référence : V_{C1}	66,67 V
V_{C2}	133,34 V
Inductance de charge L_{ch}	1 mH
Résistance de charge R_{ch}	7 Ω
Période d'échantillonnage T_e	2 μs
Nombre de bits codage CAN	10
Modulante : fréquence/profondeur de modulation	50 Hz / 0.8
Courant de charge crête max	30 A

Tableau VI-2 Paramètres électriques et numériques de la simulation Saber

VI.E.2. Modulation sinusoïdale et conditions initiales connues

Les Figure VI-11 à Figure VI-14 montrent les résultats de simulation en régime permanent de l'observateur à modes glissants numérique pour un fonctionnement normal du convertisseur SMC. Les condensateurs flottants de la structure sont préchargés et les conditions initiales de l'algorithme sont connues. Les trois premières illustrations traitent de l'observation du courant de charge ; les 2 dernières de celle des tensions intermédiaires.

De manière générale, les performances de l'observation du courant de charge sont très satisfaisantes : l'ondulation de ce dernier est précisément reproduite (Figure VI-11) ; l'estimée \hat{x}_5 se maintient proche de sa référence et l'erreur d'observation résultante possède une amplitude inférieure à 0,25 A. Cette dernière est principalement le fruit de l'échantillonnage combiné à la numérisation, puisque les gains de l'observateur et les calculs internes de l'algorithme sont arrondis. Ces bons résultats étaient prévisibles car le courant est mesuré.

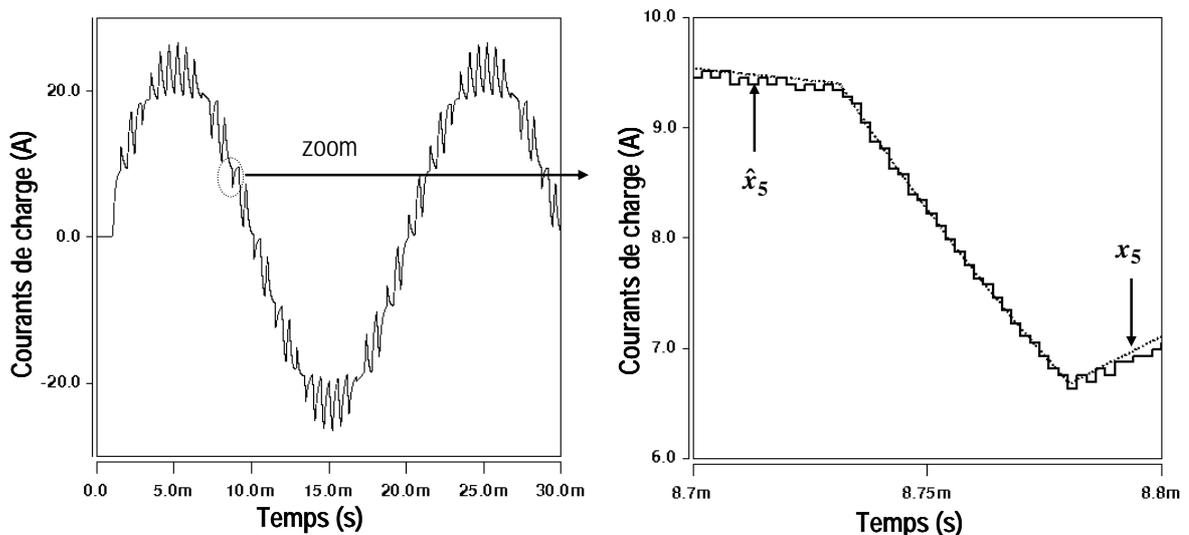


Figure VI-11 Observation du courant de charge x_5 – régime permanent

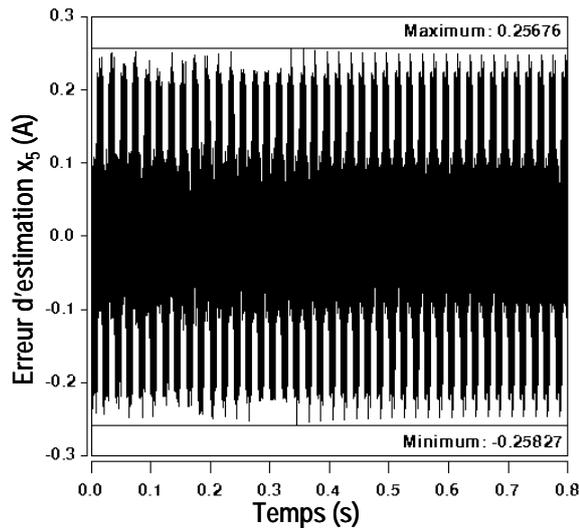


Figure VI-12 Erreur d'observation du courant de charge x_5 – régime permanent

De manière similaire, la tension intermédiaire observée \hat{x}_2 copie fidèlement son homologue physique (Figure VI-13). La Figure VI-14 expose les erreurs d'estimation des variables d'état de l'étage supérieur x_1 et x_2 , ainsi que pour $\varepsilon_1 = \delta_{1p}x_1 + \delta_{2p}x_2 + \delta_{1n}x_3 + \delta_{2n}x_4$. Il est intéressant de noter qu'après un léger transitoire \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 sont stables et leur amplitude n'excède pas 1,25 V. Néanmoins, ces dernières ne sont pas centrées par rapport à l'origine, comme \tilde{x}_5 par exemple. Au paragraphe VI.D.1 relatif à l'observabilité du système, il a été établi que la convergence de $\hat{\varepsilon}_1$ devait entraîner celles des $\hat{x}_{j,j=1,\dots,4}$ vers leurs références. Ce phénomène résulte toutefois des combinaisons des ordres de commande du convertisseur et plus particulièrement des états pour lesquels $\hat{\varepsilon}_1$ dépend d'une seule tension intermédiaire. La convergence peut par conséquent ne pas être optimale, ce qui est parfaitement illustré par la Figure VI-14 : \tilde{x}_1 oscille autour de -0,9 V et \tilde{x}_2 autour de -0,1 V, tandis que $\tilde{\varepsilon}_1$ est symétrique par rapport à l'origine. Il existe donc un léger biais au niveau de l'estimation (<1%) du fait que l'on estime $\delta_{1p}x_1 + \delta_{2p}x_2$ et non x_1 et x_2 .

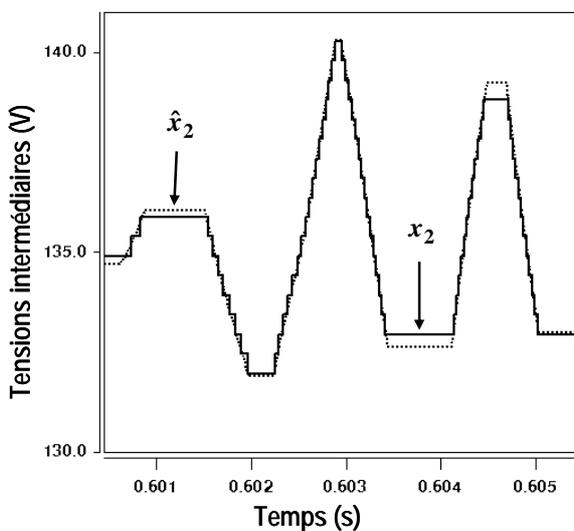


Figure VI-13 Observation de la tension intermédiaire x_2 – régime permanent

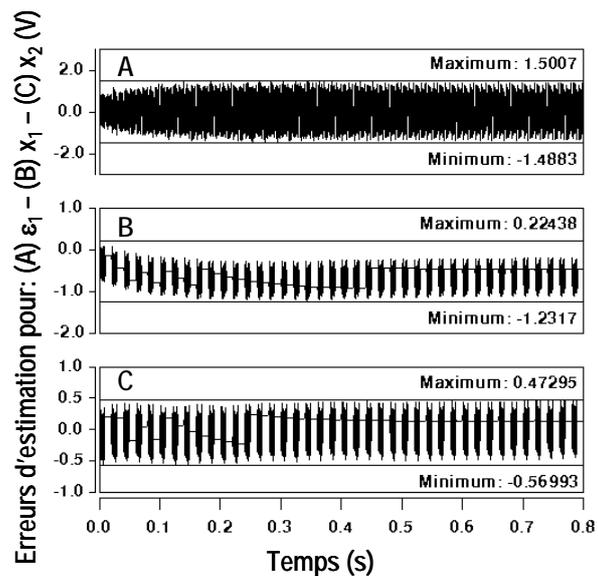


Figure VI-14 Erreurs d'observation de ε_1 , x_1 et x_2 – régime permanent

VI.E.3. Modulation sinusoïdale et conditions initiales inconnues

Ce paragraphe permet de juger des performances dynamiques de l'observateur à modes glissants numérique. Les modalités de simulation restent identiques à celles utilisées en régime permanent à l'exception des conditions initiales de l'algorithme d'observation. Ces dernières sont établies de sorte à maximiser les erreurs d'observation au démarrage : soit en courant $\tilde{x}_5 = 30 A$, soit en tension $\hat{x}_{j,j=1,\dots,4} = 0 V$. Ces deux cas sont étudiés séparément.

a. Mode d'atteinte : incertitude courant de charge

Dans un premier temps, nous cherchons à caractériser la dynamique du *mode d'atteinte*. Les conditions initiales de l'algorithme numérique sont exactes pour les tensions aux bornes des condensateurs flottants et l'erreur est maximale pour le courant de charge : $\tilde{x}_5 = 30 A$.

Les Figure VI-15 et Figure VI-16 mettent en évidence ce phénomène. Le temps d'atteinte du courant de charge estimé \hat{x}_5 est égal à $40 \mu s$, ce qui est légèrement inférieur à la valeur théorique escomptée (Eq. VI-38). Durant cet intervalle de temps, l'erreur d'observation, initialement positionnée à $30 A$, diminue pour atteindre à nouveau sa valeur en régime permanent (Figure VI-16). \tilde{x}_5 est caractérisée par deux états en fonction de la demi-période de modulation considérée. En effet, la commande du convertisseur implique que l'on estime soit $\delta_{1p}x_1 + \delta_{2p}x_2$ soit $\delta_{1n}x_3 + \delta_{2n}x_4$; ces deux phases sont visibles sur la Figure VI-16.

Notons que la surface de glissement est définie par l'expression : $\tilde{x}_5 = 0$ et que le temps nécessaire pour l'atteindre est proportionnel à l'inverse du gain Λ_5 . Une hausse de celui-ci entraîne de fait une augmentation de la dynamique du mode d'atteinte et la convergence est plus rapide.

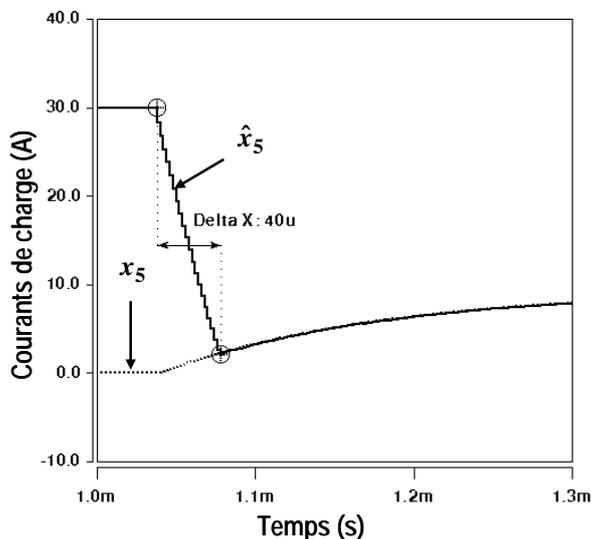


Figure VI-15 Dynamique d'observation du courant de charge x_5 - mode d'atteinte

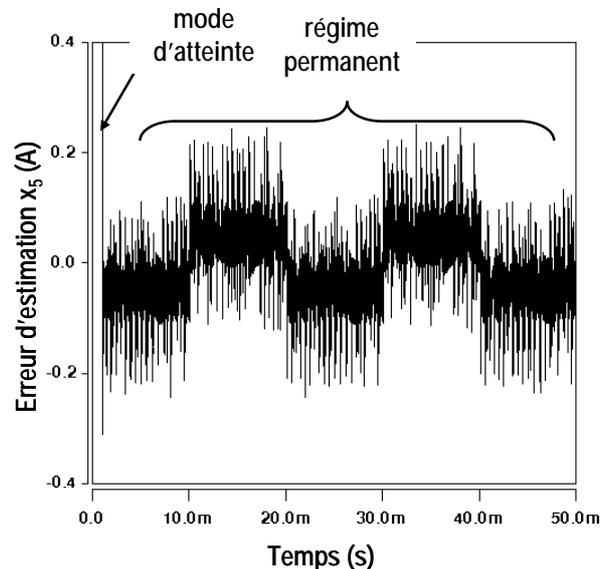


Figure VI-16 Erreur d'observation du courant de charge x_5 - mode d'atteinte

La dynamique du mode d'atteinte laisserait à supposer que le biais initial en courant n'a aucune influence sur l'estimation des tensions intermédiaires. Cette hypothèse est en fait incorrecte, car les erreurs d'observation $\tilde{x}_{j,j=1,\dots,4}$ connaissent une baisse brutale au démarrage (Figure VI-17). Pour \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 , le régime permanent est rétabli en $0,8 s$ et les erreurs d'observation retrouvent leurs valeurs usuelles. Il s'agit en définitive d'un faible *mode de glissement*.

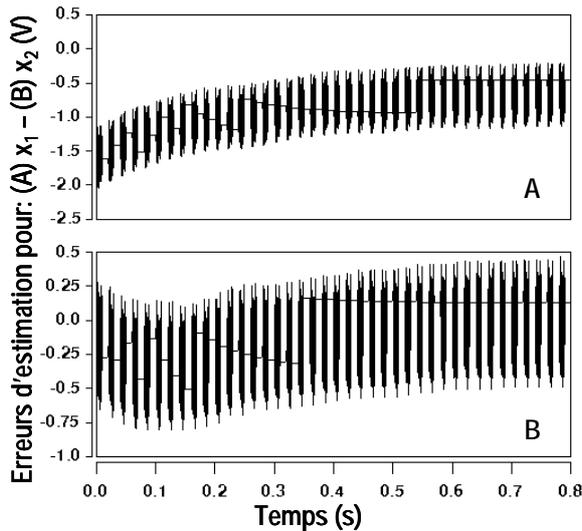


Figure VI-17 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 - mode d'atteinte

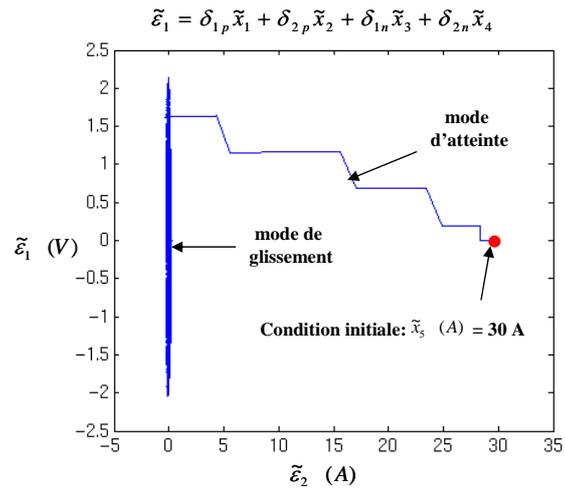


Figure VI-18 Représentation bidimensionnelle des erreurs d'observation des états du système réduit ε_1 et ε_2 - mode d'atteinte

La Figure VI-18 illustre la convergence des variables d'état $\tilde{\varepsilon}_1$ et $\tilde{\varepsilon}_2$ du système d'ordre réduit, définies au paragraphe VI.D.1. Les modes d'atteinte et de glissement sont aisément reconnaissables : les conditions initiales de l'algorithme sont représentées par le point rouge ($\tilde{x}_5 = 30$ A, $\tilde{x}_{j,j=1,\dots,4} = 0$ V), l'observateur force dans un premier temps la convergence de $\tilde{\varepsilon}_2$ vers 0 durant le mode d'atteinte. Cette évolution pourrait sembler contre intuitive, car on s'attend à contempler une droite horizontale. Il ne faut toutefois pas omettre le faible mode de glissement mis en évidence précédemment. Ce dernier est caractérisé par les oscillations de $\tilde{\varepsilon}_1$ autour de l'origine.

b. Mode de glissement : incertitude tensions intermédiaires

Nous cherchons à présent à caractériser les dynamiques du *mode de glissement*. Celui-ci était faiblement visible au paragraphe précédent. Il est distinctement mis en évidence dans cette section. Pour ce faire, les condensateurs flottants du convertisseur SMC possèdent maintenant des conditions initiales erronées. La valeur initiale du courant de charge observé étant correcte, la surface de glissement $s(\tilde{x}) = 0$ est déjà atteinte.

La Figure VI-19 présente le mode de glissement pour les tensions intermédiaires estimées de l'étage supérieur. Nous pouvons apprécier une convergence plus lente que celle du courant au paragraphe précédent : 0,8 s. Cette constatation est naturelle, puisque la dynamique de ce mode est imposée par τ . L'examen des erreurs d'observation de la Figure VI-21 indique que les estimées \hat{x}_1 et \hat{x}_2 atteignent le régime permanent en une seconde environ. La Figure VI-20 est exposée afin de visualiser la précision de ce dernier. \tilde{x}_5 , quant à elle, est plus conséquente qu'à son accoutumée au démarrage (Figure VI-22) mais son amplitude retrouve sa valeur usuelle en moins de 0,4 s. Ce phénomène est la conséquence de l'utilisation des estimées inexactes dans l'équation d'observation du courant de charge. Il y a une interaction continue entre les modes d'atteinte et de glissement au début de la simulation.

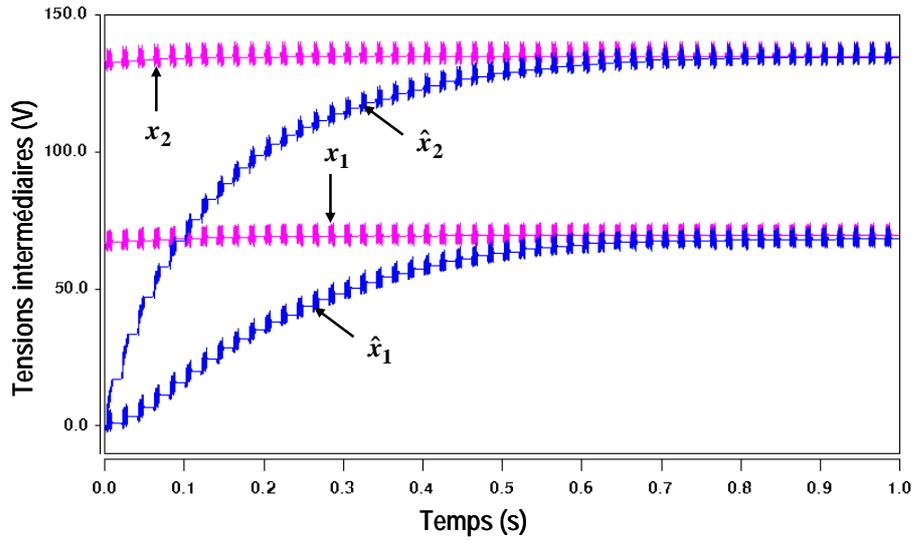


Figure VI-19 Observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – mode de glissement

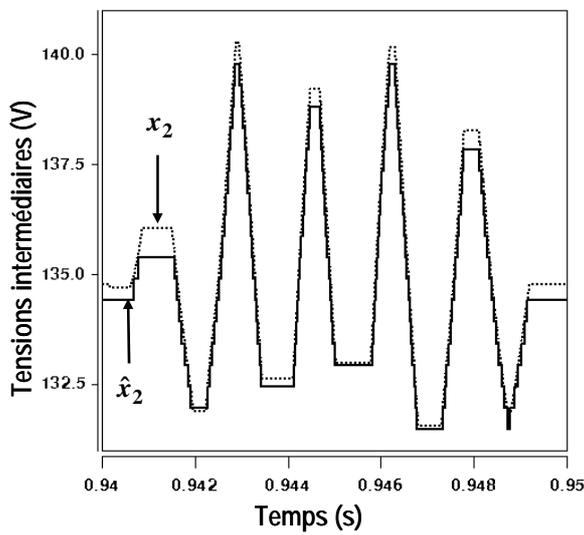


Figure VI-20 Observation de la tension intermédiaire x_2 – mode de glissement

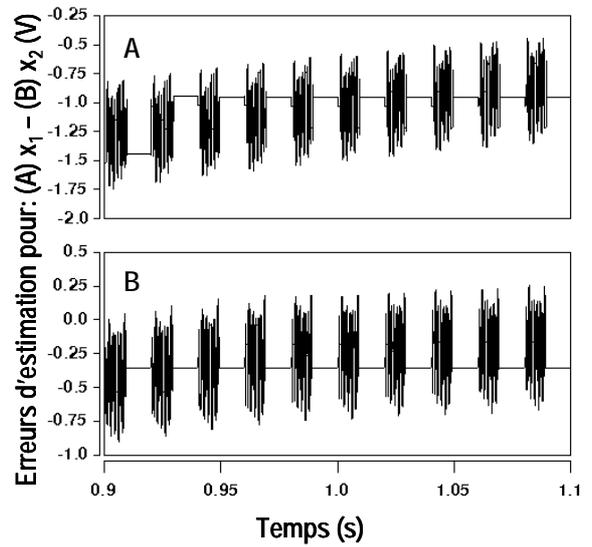


Figure VI-21 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – mode de glissement

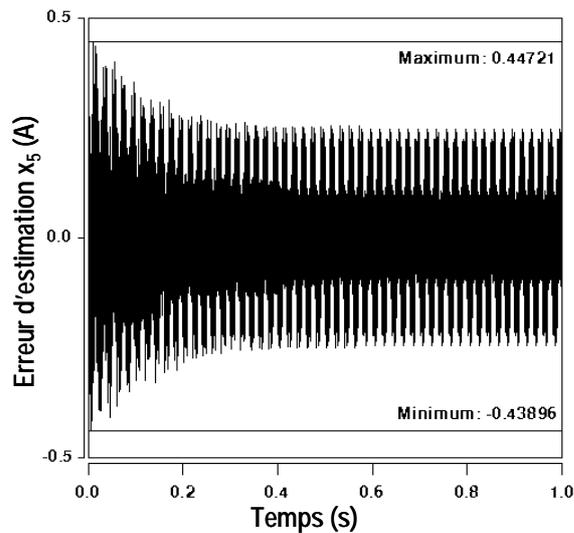


Figure VI-22 Erreur d'observation du courant de charge x_5 – mode de glissement

Les résultats de simulation, pour des conditions initiales nulles en courant et en tension, ne sont pas exposés dans ce chapitre. Ceci pour une raison très simple, leur visualisation n'apporte aucun élément complémentaire : la dynamique du mode d'atteinte étant beaucoup plus rapide que celle du mode de glissement, le comportement de l'observateur est similaire à celui présenté dans cette sous-section.

VI.F. ROBUSTESSE DE L'OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS

Les performances statiques et dynamiques de l'observateur à modes glissants ont été caractérisées grâce aux deux paragraphes précédents. L'objectif de cette section est à présent d'apprécier la robustesse de l'observateur à modes glissants numérique face à des variations paramétriques du convertisseur et de la charge. Nous avons concentré la visualisation des résultats sur l'estimation de la tension intermédiaire x_1 , car cette dernière s'est avérée être la plus sensible aux variations réalisées.

VI.F.1. Variations de charge et des paramètres de l'onduleur

L'observateur à modes glissants est fortement influencé par les paramètres de la charge et de l'onduleur, puisque les équations d'état du système dépendent de ces derniers. L'enjeu de ce paragraphe consiste à déterminer le degré de dépendance, en appliquant des variations, et d'examiner la manière dont l'observateur s'adapte à ces changements. Les gains, ainsi que l'algorithme de l'observateur à modes glissants sont conservés ; les modifications sont effectuées au niveau du système réel, auquel l'observateur n'est donc plus adapté. Une seule variation est réalisée à chaque fois et nous supposons que la mesure du courant de charge n'est ni bruitée ni erronée.

a. Variations des paramètres de l'onduleur : capacité

Théoriquement, les équations d'état des tensions intermédiaires dépendent clairement de la valeur de la capacité C , car elle induit la dynamique d'évolution de l'ondulation de ces dernières. Son impact devrait de fait être aisément perceptible. Il est inversement proportionnel à sa valeur, ce qui implique qu'une baisse devrait engendrer davantage d'erreur que le contraire. Il est intéressant de considérer également que la variation de ce paramètre n'a pas été intégrée lors de la synthèse de l'observateur.

Les Figure VI-23 à Figure VI-28 présentent les résultats de simulation obtenus pour une variation de 20% de la valeur de la capacité du convertisseur. Cette dernière n'a aucun impact sur l'estimation du courant de charge : $|\tilde{x}_3|$ est identique dans les deux cas et égale à la valeur constatée en régime permanent (Figure VI-12) pour un fonctionnement normal du convertisseur. La réelle différence réside dans l'observation des tensions intermédiaires. Au regard des erreurs d'observation uniquement, une réduction de C influence plus l'estimation réalisée que le contraire : l'amplitude maximale de \tilde{x}_1 pour une diminution de 20% (2,4 V) (Figure VI-25) est le double de celle engendrée par la hausse de 20% (1,18 V) (Figure VI-26). Cette constatation répond à nos prévisions.

Ces deux phénomènes correspondent à une sous (Figure VI-23) et surestimation (Figure VI-24) des tensions intermédiaires. Ces dernières ne sont pas critiques pour l'observation réalisée, car l'ondulation des tensions reste fidèlement reproduite. De plus, la valeur de C au niveau du système réel ne subit pas en général de variations si sévères.

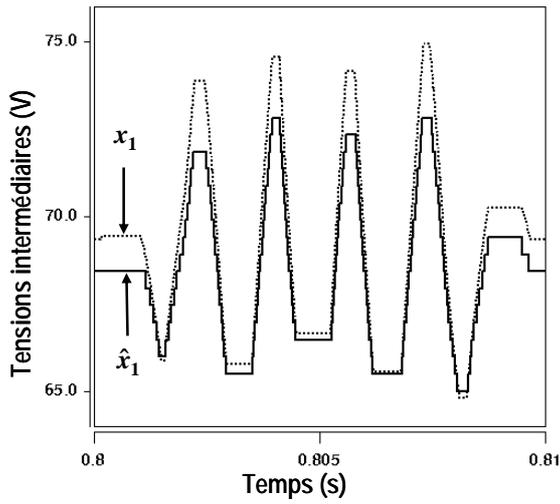


Figure VI-23 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - C_i - 20\%$

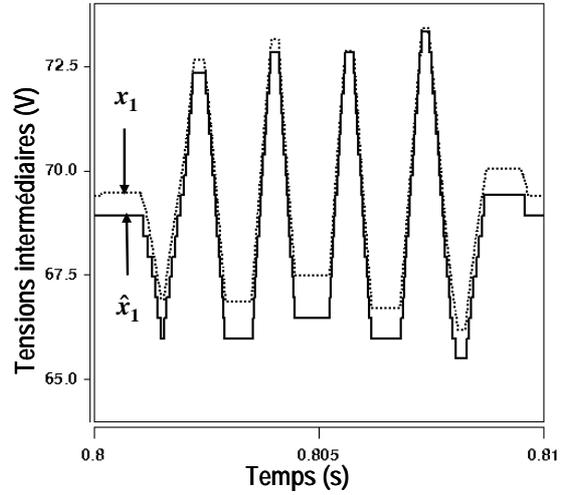


Figure VI-24 Observation de la tension intermédiaire $x_1 - C_i + 20\%$

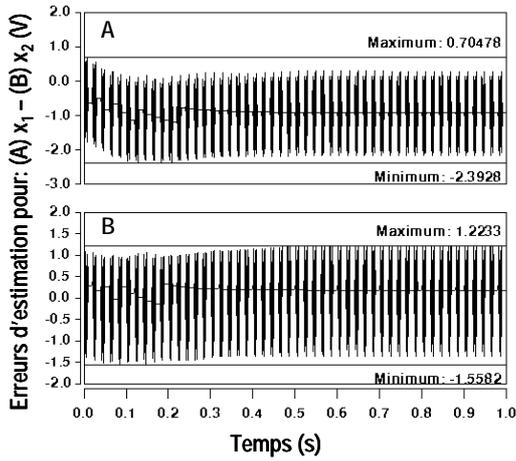


Figure VI-25 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - C_i - 20\%$

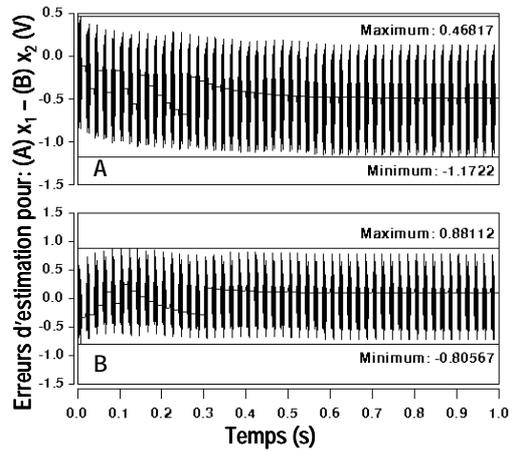


Figure VI-26 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et $x_2 - C_i + 20\%$

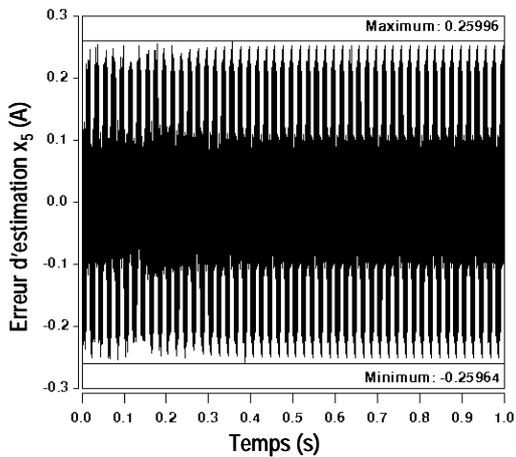


Figure VI-27 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - C_i - 20\%$

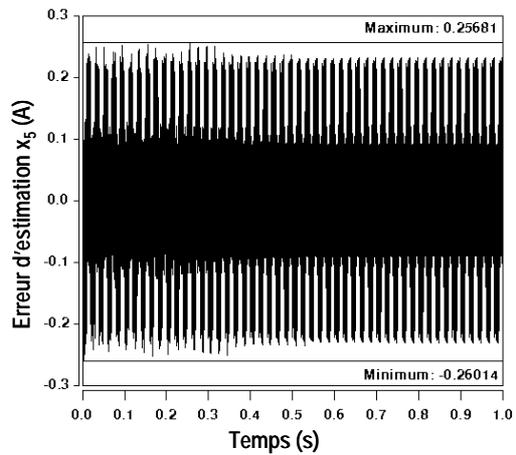


Figure VI-28 Erreur d'observation du courant de charge $x_5 - C_i + 20\%$

b. Variations des paramètres de la charge : inductance

En théorie, l'équation d'état du courant s'exprime en fonction de l'inductance de charge L_{ch} . La variation de celle-ci devrait donc influencer l'observation de x_5 et par conséquent celle des tensions intermédiaires. L'importance de ce paramètre est également inversement proportionnelle à sa valeur : une réduction doit s'avérer plus dommageable que la contraire. Nous effectuons une modification de 50% de la valeur de l'inductance, alors qu'une variation possible de 15% uniquement avait été considérée lors de la synthèse de l'observateur.

Les Figure VI-29 à Figure VI-34 illustrent l'observation des variables d'état du système pour une modification de 50% de la valeur de l'inductance de charge. La modification de L_{ch} semble agir sur les estimées $\hat{x}_{j,j=1,\dots,4}$ comme l'ajout d'une composante continue, puisque l'ondulation des tensions intermédiaires demeure précise et tout à fait adaptée. Cet offset est positif pour une augmentation de L_{ch} (Figure VI-29) et négatif en cas de diminution (Figure VI-30). Cet offset reste malgré tout inférieur à 5%.

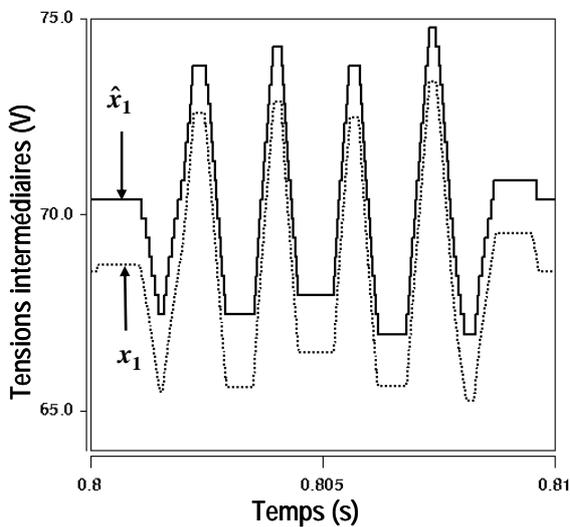


Figure VI-29 Observation de la tension intermédiaire x_1 – $L_{ch} - 50\%$

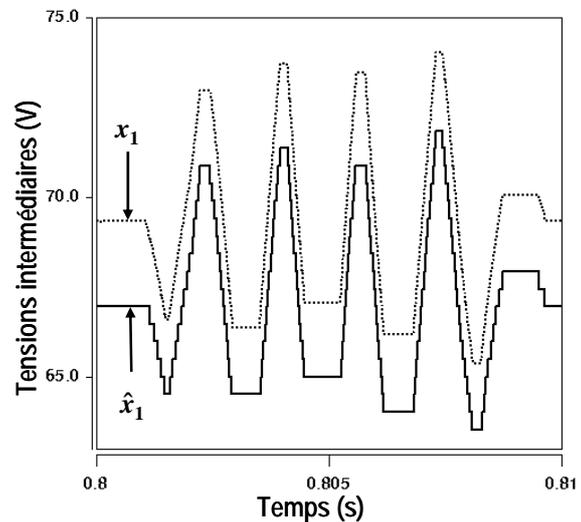


Figure VI-30 Observation de la tension intermédiaire x_1 – $L_{ch} + 50\%$

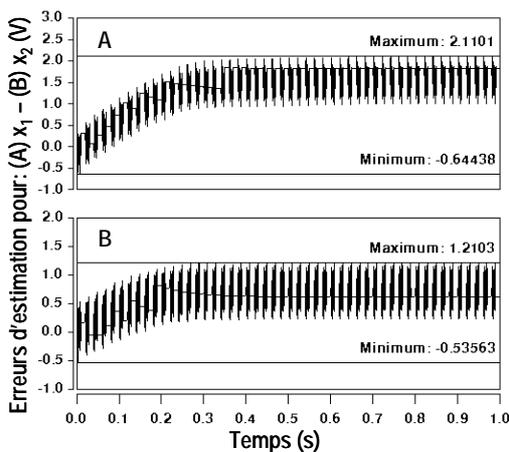


Figure VI-31 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – $L_{ch} - 50\%$

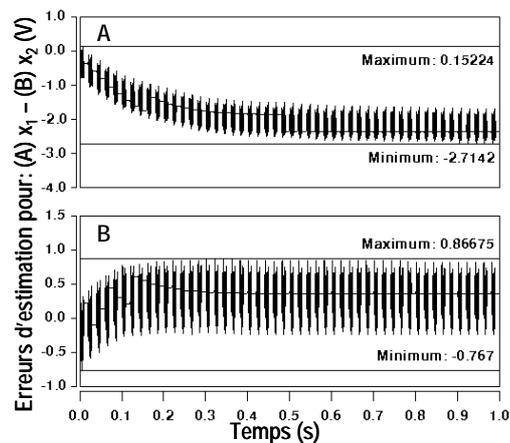


Figure VI-32 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 – $L_{ch} + 50\%$

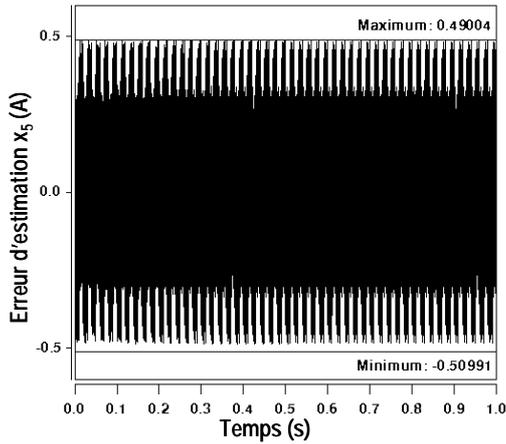


Figure VI-33 Erreur d'observation du courant de charge x_5
 - $L_{ch} - 50\%$

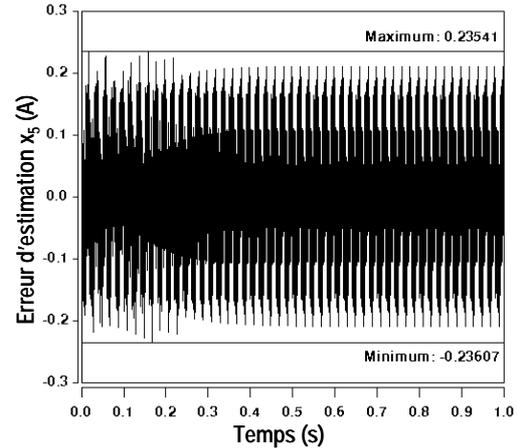


Figure VI-34 Erreur d'observation du courant de charge x_5
 - $L_{ch} + 50\%$

De plus, les erreurs d'observation des variables d'état indiquent une influence prépondérante lorsque L_{ch} baisse : \tilde{x}_5 pour $L_{ch} = 0,5 \text{ mH}$ atteint une amplitude maximale deux fois plus importante que pour $L_{ch} = 1,5 \text{ mH}$. Un effet équivalent mais moindre est observable pour \tilde{x}_2 , imprévisiblement contraire pour \tilde{x}_1 . La diminution de l'inductance de charge influe donc sur l'estimation de l'ensemble des variables d'état. L_{ch} agit certes sur l'expression de la correction de ces dernières, mais à travers α_1 et α_2 l'inductance fixe également le poids des estimées à l'instant précédent. Si celui-ci varie, la composante continue des estimées est déjà inadaptée avant correction, d'où le phénomène observé.

c. Variations des paramètres de la charge : résistance

La résistance de charge apparaît dans l'équation d'état du courant de manière proportionnelle à sa valeur. Dans ce cas précis, une majoration devrait être plus préjudiciable. La synthèse de l'observateur a été réalisée en prenant en compte une variation maximum potentielle de 50%.

Les Figure VI-35 à Figure VI-40 exposent les résultats de simulation obtenus pour une variation de -50% et +100% de la valeur de R_{ch} . Les 4 illustrations relatives aux erreurs d'observation démontrent indéniablement que la baisse de 50% est fortement plus nuisible que la hausse de 100%. Ceci est contraire à nos attentes, mais facilement justifiable grâce à la combinaison de deux actions.

Il faut tout d'abord indiquer que la résistance intervient au niveau du gain α_1 de l'équation du courant. Tout comme l'inductance de charge, elle fixe aussi le poids des estimées précédentes, mais moins brutalement.

L'observateur à modes glissants a ensuite été synthétisé pour un courant crête maximum de 30 A. Lors de l'essai réalisé en régime permanent pour un fonctionnement normal du convertisseur, $I_{crête_max}$ valait 28,6 A. Lorsque nous modifions la résistance de charge du système, cette valeur évolue : $I_{crête_max} = 57,2 \text{ A}$ pour $R_{ch} = 3,5 \Omega$ (-50%) et $I_{crête_max} = 14,3 \text{ A}$ pour $R_{ch} = 14 \Omega$ (+100%). Dans le premier cas, le courant de charge est à présent à peu près deux fois plus important que la valeur maximale fixée lors de la synthèse. La dynamique de correction des variables d'état estimées est trop lente et non adaptée au système réel, surtout celle du courant : \tilde{x}_5 double par rapport à sa valeur usuelle (fonctionnement nominal) pour $R_{ch} = 3,5 \Omega$. Ce phénomène est visible également au niveau de l'ondulation des tensions intermédiaires de référence : 16 V environ pour $R_{ch} = 3,5 \Omega$ (Figure VI-35) et 4 V pour $R_{ch} = 14 \Omega$ (Figure VI-36). Concernant la hausse de 100%, $I_{crête_max}$ appartient au domaine couvert par l'observateur, \tilde{x}_5 n'évolue pas vraiment.

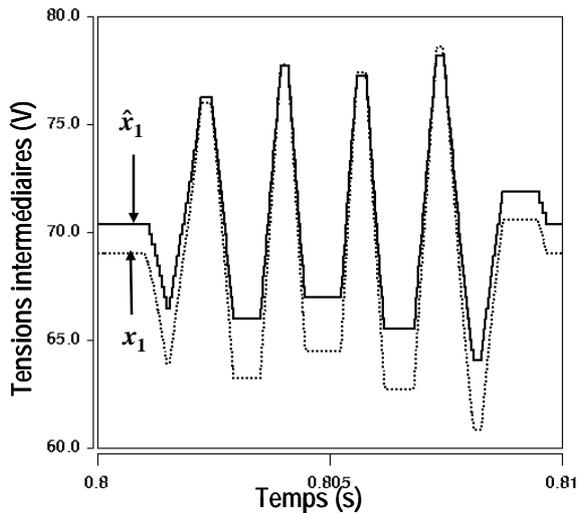


Figure VI-35 Observation de la tension intermédiaire x_1 - $R_{ch} - 50\%$

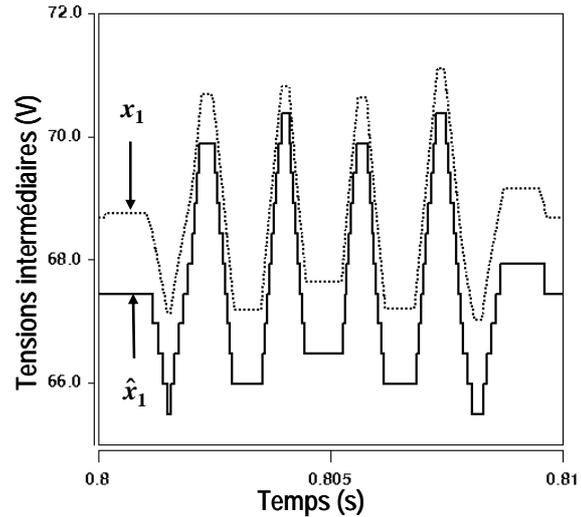


Figure VI-36 Observation de la tension intermédiaire x_1 - $R_{ch} + 100\%$

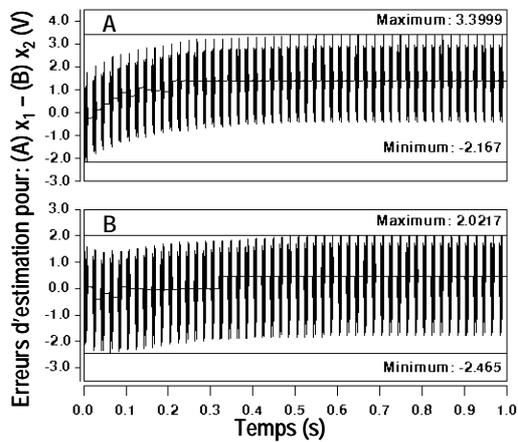


Figure VI-37 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 - $R_{ch} - 50\%$

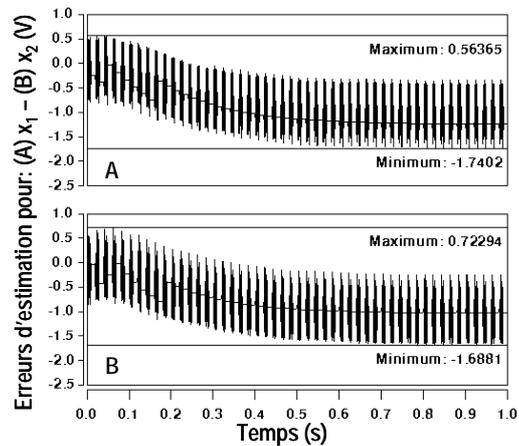


Figure VI-38 Erreurs d'observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 - $R_{ch} + 100\%$

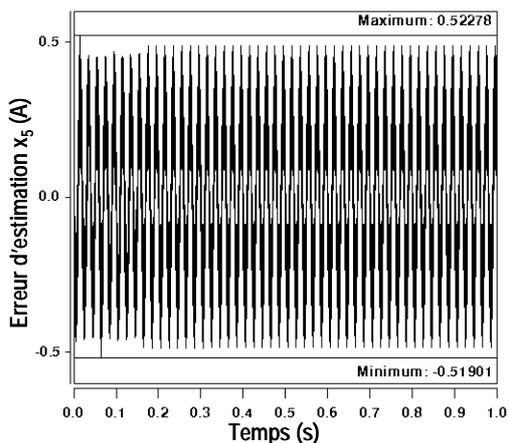


Figure VI-39 Erreur d'observation du courant de charge x_5 - $R_{ch} - 50\%$

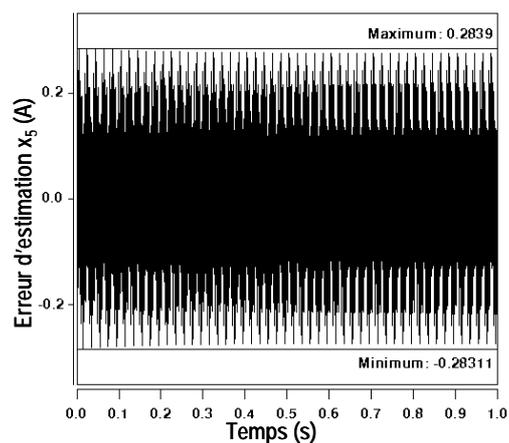


Figure VI-40 Erreur d'observation du courant de charge x_5 - $R_{ch} + 100\%$

La connaissance de la plage de variation de la résistance de charge revêt en définitive un caractère important pour l'observation réalisée. Il est à noter néanmoins que cette dernière reste tout à fait correcte compte tenu des variations paramétriques en présence.

VI.F.2. Conclusion partielle

Deux types de variations paramétriques ont été éprouvés afin d'apprécier la robustesse de l'observateur à modes glissants des tensions intermédiaires. Celles relatives au convertisseur ne présentent pas d'effets significatifs. Les paramètres de la charge peuvent au contraire causer des désagréments en cas de modifications importantes. Néanmoins, il est à noter que dans l'ensemble les variations appliquées sont conséquentes et les ondulations des tensions intermédiaires sont reproduites fidèlement ; le seul inconvénient majeur étant l'apparition d'un offset. Ce dernier est toutefois identique pour l'ensemble des $\hat{x}_{j,j=1,\dots,4}$.

VI.G. CO-SIMULATION

Avant l'implantation dans le FPGA, l'algorithme de l'observateur à modes glissants numérique a été validé à l'aide d'un outil de co-simulation VHDL-Saber. Ce dernier a été développé par *Régis Ruelland* durant sa thèse au laboratoire [RUE] [RUE2]. Cette section introduit les principes de base de cette technique ainsi que les résultats de simulation obtenus.

VI.G.1. Principes de la co-simulation

L'outil de co-simulation VHDL-Saber permet de simuler dans un schéma électrique sous Saber le fichier VHDL qui traduit l'opération du code téléchargeable dans le FPGA. Il tient compte des temps de propagation du composant cible. L'entité VHDL apparaît dans le schéma comme un composant Saber, produisant ainsi un prototype virtuel.

La co-simulation emploie une voie de transmission entre le logiciel de simulation Saber et un simulateur VHDL, ModelSim dans notre cas. Le protocole de communication est basé sur des mémoires partagées (de type IPC) et l'échange de signaux entre les composants Saber et VHDL s'effectue par leur biais. Elles contiennent les entrées-sorties de l'entité VHDL communes avec Saber, ainsi que des signaux de commande régissant la synchronisation de la communication. La cadence d'échange des données dépend de la détection des événements du composant VHDL.

Le FPGA sélectionné pour notre application appartient à la famille ACEX1K d'Altera. Le code résultant est de fait programmé à l'aide du logiciel *Quartus II Web Edition* [ALT] et compilé de sorte à obtenir le fichier VHDL utilisé par la co-simulation.

VI.G.2. Résultats de Co-simulation

Cette sous-section présente les variables d'état observées issues de la co-simulation du composant VHDL au regard des grandeurs électriques équivalentes.

Les conditions de simulation sont identiques à celles décrites au paragraphe VI.E.1, à l'exception de la commande. En effet, la co-simulation tient compte des temps de propagation des signaux au sein du FPGA ; le pas de calcul de la simulation Saber est par conséquent faible et fixé à $1ps$. Le temps de simulation étant restreint, nous avons choisi d'augmenter la fréquence de la modulante 250 Hz et la fréquence de découpage des interrupteurs 2,5 kHz, de sorte à visualiser plusieurs motifs des différentes grandeurs estimées. L'horloge interne du FPGA vaut dans ce cas précis 20 MHz. Les signaux observés correspondent aux grandeurs numériques issues du FPGA, converties par des CNA et réadaptées au système physique à l'aide des facteurs d'échelle K_i et K_v . Les conditions initiales de l'observateur sont correctes.

Les Figure VI-41 à Figure VI-43 rappellent fortement leurs homologues les Figure VI-11 à Figure VI-14 obtenues avec le modèle numérique développé en MAST au début de notre étude. Les ondulations de tension et de courant sont plus faibles à cause de la fréquence de découpage plus élevée, mais la

précision de l'estimation est maintenue (Figure VI-13 et Figure VI-42). L'erreur d'observation \tilde{x}_5 est légèrement plus importante que la valeur escomptée, amplitude maximale égale à 0,35 A au lieu de 0,25 A. Le pas de calcul de la simulation Saber ne nous permet pas de réaliser des simulations d'une durée trop conséquente. La stabilité et la valeur en régime permanent de \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 ne peut donc pas être appréciée correctement. Néanmoins, les Figure VI-42 et Figure VI-43 laissent présager des performances intéressantes.

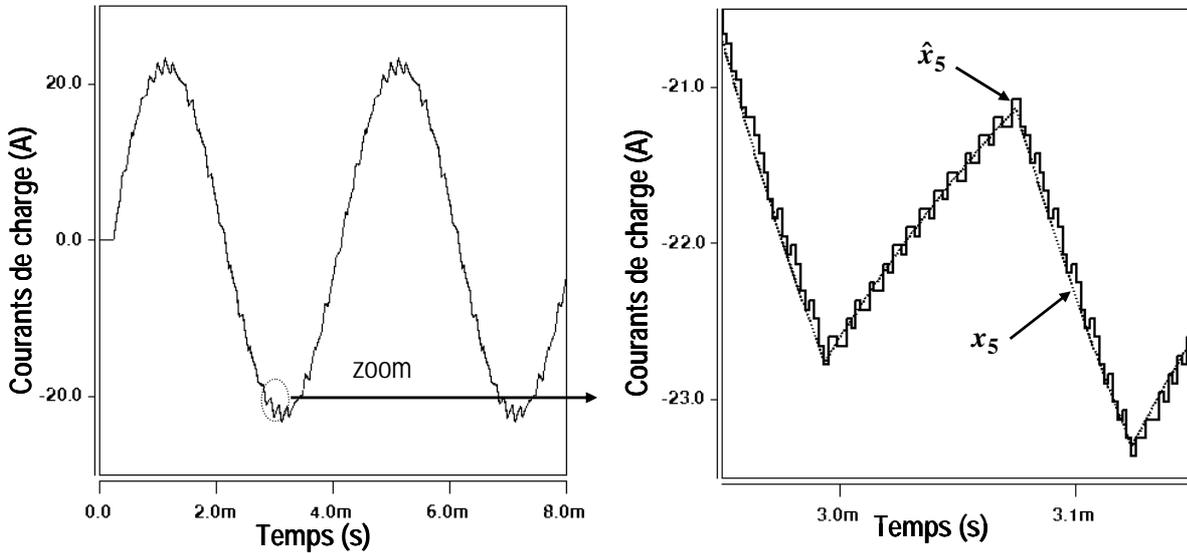


Figure VI-41 Observation du courant de charge x_5 - co-simulation

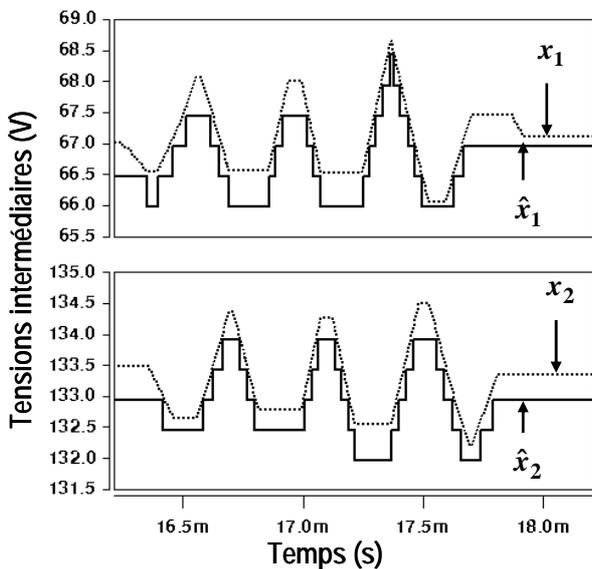


Figure VI-42 Observation des tensions intermédiaires x_1 et x_2 - co-simulation

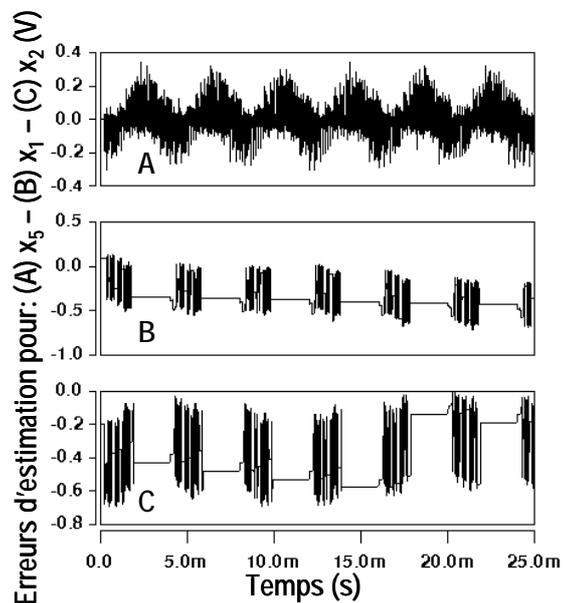


Figure VI-43 Erreurs d'observation de x_5 , x_1 et x_2 - co-simulation

L'outil de co-simulation nous a en définitive permis de prouver que le code VHDL de l'observateur à modes glissants numérique fonctionne correctement et assure une estimation précise des variables d'état. Cette dernière remarque est indiscutable, notamment pour les tensions intermédiaires dont l'ondulation n'excède pas 3 V compte tenu de la fréquence de découpage.

VI.H. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Après validation grâce à la co-simulation ModelSim/Saber, l'algorithme de l'observateur à modes glissants numérique a été implanté au niveau de notre prototype SMC 7 niveaux triphasé. Les détails relatifs à l'implantation numérique, l'interface de commande et la gestion des données sont décrits en Annexe A.

Quelques précisions sont cependant à apporter concernant le code VHDL téléchargé dans le FPGA :

- ✓ Les demi-bus continus ne sont pas mesurés et sont supposés constants : 200 V ;
- ✓ Pour des raisons d'encombrement du FPGA qui est déjà fortement sollicité par la commande (modulateur PD et machine d'états), la moitié de l'observation des tensions intermédiaires uniquement est réalisée. Nous avons choisi de nous focaliser sur les variables d'état de l'étage inférieur. Les tensions intermédiaires de l'étage supérieur sont considérées égales à leurs homologues.
- ✓ L'observation a été implantée sur une phase uniquement.

L'implantation numérique de l'observateur à modes glissants n'a pas posé de problèmes majeurs pour deux raisons principales :

- ✓ L'interface de commande et de gestion des données que nous avons utilisée est un dispositif connu et maîtrisé au sein du laboratoire ;
- ✓ L'outil de co-simulation nous a permis de vérifier les différentes étapes de calcul du code VHDL, d'identifier les problèmes liés à la physique du composant ou à la programmation de l'algorithme et de les corriger. Le programme résultant de cette analyse était donc optimisé et nous laissait présager des résultats performants. Cette phase de simulation a permis un gain de temps important par la suite. Ainsi, la seule étape intermédiaire entre la validation de l'algorithme par co-simulation et l'implantation à proprement dite consistait à intégrer le code VHDL au niveau du programme du FPGA et à l'adapter au système physique.

Outre les divers retards et biais occasionnés par le système d'acquisition (filtre, conversion analogique-numérique, adaptation de niveau de tension, etc.), notre crainte principale concernait l'impact du bruit de mesure sur l'observation réalisée. Nous avons partiellement réduit ce dernier en utilisant des nappes blindées.

VI.H.1. Régime permanent

La véracité de l'observateur à modes glissants a dans un premier temps été vérifiée en régime permanent pour un fonctionnement normal du convertisseur SMC sur charge R-L : $L = 1 \text{ mH}$ et R variable. La charge résistive triphasée dont nous disposons ne nous permet pas de fixer précisément la valeur de la résistance de charge. Les essais présentés ont été effectués pour $R = 7,9\Omega$, au lieu des 7Ω préconisé au départ.

Les formes d'ondes des Figure VI-44 à Figure VI-46 sont visualisées à l'aide d'un oscilloscope. Les courants de charge numériques mesuré x_5 et observé \hat{x}_5 , ainsi que les tensions intermédiaires estimées \hat{x}_3 et \hat{x}_4 , proviennent du FPGA à travers les registres adressables par le DSP. Ces grandeurs, codées sur 10 bits, sont converties par un CNA 8 bits. Le rafraîchissement de ces variables est effectué à la fréquence de l'algorithme de commande, soit $f_{déc} = 3,6 \text{ kHz}$, et non à la fréquence d'échantillonnage utilisée pour les calculs $f_e = 500 \text{ kHz}$. Les grandeurs estimées à l'intérieur du FPGA sont de fait beaucoup plus précises que celles visualisées ci-dessous. Les tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur sont mesurées directement en mode différentiel à l'aide de pinces crocodiles et de câbles.

Les estimées reproduisent parfaitement le comportement de leurs références, malgré les erreurs relatives engendrées à la fois par la procédure de numérisation, le bruit de mesure des capteurs et la conversion nécessaire à la visualisation.

La précision de l'estimation réalisée parle d'elle-même quant à la robustesse de l'observateur face aux variations paramétriques de la charge.

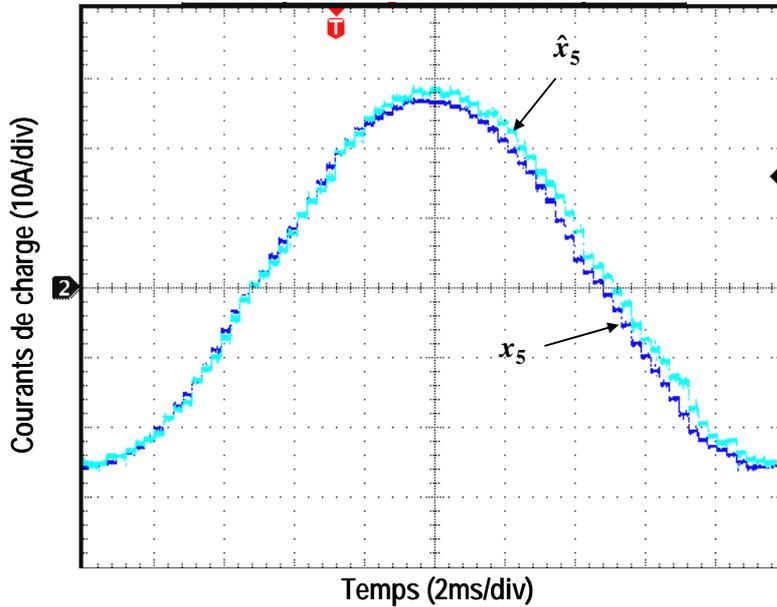


Figure VI-44 Observation du courant de charge x_5 – résultats expérimentaux

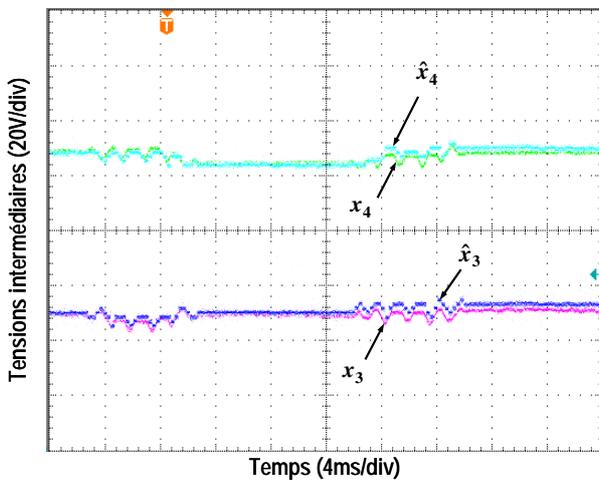


Figure VI-45 Observation des tensions intermédiaires x_3 et x_4 – résultats expérimentaux

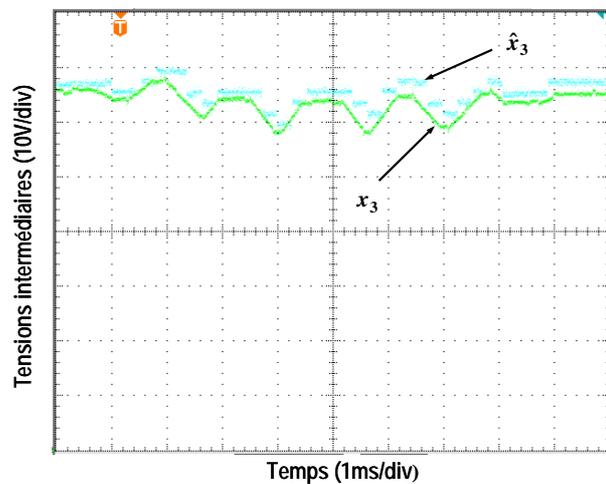


Figure VI-46 Observation de la tension intermédiaire x_3 – résultats expérimentaux

VI.H.2. Mode de glissement et mode d'atteinte

Afin d'effectuer les essais relatifs à la dynamique du mode d'atteinte, la commande du prototype a été interrompue de sorte à permettre la décroissance des tensions intermédiaires observées jusqu'à 0. En l'absence de circulation de courant, les tensions aux bornes des condensateurs flottants de l'onduleur SMC se maintiennent à leur niveau de référence et les ondulations disparaissent. Cela devrait être le cas des estimées également. Néanmoins, une fonction de réinitialisation liée au code VHDL de l'observateur a été intégrée à la commande du prototype. Le mode d'atteinte est de fait visible à partir de la réactivation de la commande. La Figure VI-47 illustre ce phénomène : les estimées \hat{x}_3 et \hat{x}_4

atteignent le régime permanent en 0,8 s environ, ce qui correspond parfaitement aux résultats constatés en simulation (Figure VI-19).

Le mode de glissement, quant à lui, n'est pas facilement visible de par sa rapidité d'action. Il n'est également pas possible de séparer l'initialisation des grandeurs internes du FPGA.

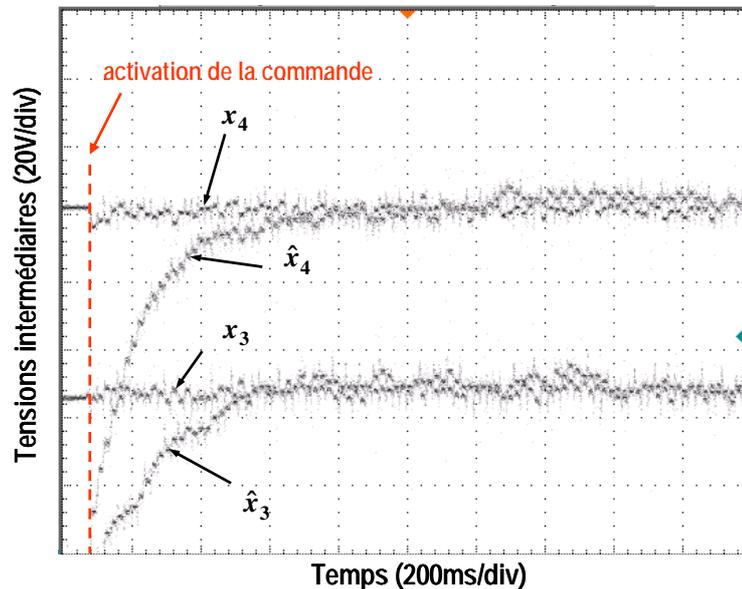


Figure VI-47 Observation des tensions intermédiaires x_3 et x_4 – résultats expérimentaux en mode de glissement

VI.1. CONCLUSION

Ce chapitre explicite la synthèse, la numérisation et l'implantation d'un observateur à modes glissants dédié à l'estimation des tensions intermédiaires du convertisseur SMC.

La première étape consiste à établir le modèle non linéaire affine du système considéré et à vérifier son observabilité. Cette exigence honorée, la théorie permet de synthétiser un observateur à modes glissants analogique fondé sur la mesure du courant de charge uniquement. Diverses conditions à respecter induisent la détermination des gains correctifs de la technique d'estimation.

Dans un deuxième temps, une attention particulière est apportée à la numérisation du système d'équations ainsi obtenu, et plus particulièrement à l'implantation de la fonction saturation incompatible en l'état. Il s'agit de déterminer les paramètres numériques de l'observateur pour lui conférer une précision quasi-analogique.

L'algorithme numérique résultant est utilisé en simulation afin d'apprécier les performances et dynamiques d'action de l'observateur, ainsi que sa robustesse au regard des variations paramétriques du convertisseur et de la charge. Ces derniers s'avèrent dominants, mais les effets ne sont pas néfastes.

La véracité du code VHDL développé a été vérifiée à l'aide d'un outil de co-simulation VHDL/Saber avant téléchargement dans le FPGA du prototype triphasé.

La dernière section expose finalement les résultats expérimentaux traduisant avec succès la qualité de l'observation réalisée : une implantation dans un FPGA avec des paramètres numériques adéquats permet de reproduire de manière quasi-analogique le système réel.

L'observateur à modes glissants nous a permis de répondre à nos objectifs de manière précise et efficace, sans ajout de capteurs vis-à-vis de l'installation actuelle. Il est important de noter également que l'implantation numérique n'a pas nécessité de composants logiques supplémentaires, puisque nous avons utilisé le FPGA déjà en place pour la commande. Néanmoins, un élément logique programmable dédié à l'observation devra être mis en place dans le futur, afin de permettre l'estimation du système triphasé complet.

La commande dont nous disposons au niveau du prototype à l'heure actuelle est une commande en boucle ouverte. Nous souhaitons mettre en place une commande en boucle fermée de l'onduleur triphasé. Cette dernière requiert un algorithme d'équilibrage des tensions intermédiaires de la structure, comme indiqué en introduction. La poursuite du travail réside donc dans l'utilisation des tensions observées au niveau de la procédure d'équilibrage, plutôt que les grandeurs mesurées.

Finalement, l'observateur à modes glissants des tensions intermédiaires a démontré sa pertinence pour un fonctionnement du convertisseur SMC sur charge R-L. Une étude future devra porter sur l'adaptation de cette technique en présence de charges différentes.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont pour but de poursuivre l'étude de la structure multicellulaire superposée initiée lors de la thèse de *Laurent Delmas*. L'objectif principal de cette première étude avait été de valider le principe de fonctionnement de la structure et de dégager les spécificités fonctionnelles de celle-ci. Elle avait concerné divers aspects de la topologie : étude structurelle, commande, électronique numérique, composants semi-conducteurs, composants réactifs, évaluation des pertes. L'enjeu de notre travail consistait à présent à confirmer et stimuler l'attrait du convertisseur SMC dans le domaine de la forte puissance. Ce dernier a été atteint de deux manières différentes mais complémentaires : en positionnant le SMC dans le domaine basse tension/forte puissance, une gamme de tension réduite par rapport à son domaine de prédilection ; en développant des techniques d'observation des tensions internes de la structure, afin de réduire son coût et d'assurer son fonctionnement optimal et sécurisé.

Tout comme les autres topologies multiniveaux, la structure SMC soulève un intérêt indéniable quant aux applications de moyenne tension. Elle possède en effet de meilleures performances (pertes, formes d'onde en sortie, spectre harmonique, etc.) que les topologies classiques et permet l'utilisation de composants moyenne tension pour des niveaux de tension toujours plus élevés, car elle répartit la contrainte en tension sur plusieurs interrupteurs. Les avancées technologiques des semi-conducteurs de puissance combinées aux spécificités du SMC laissent également présager qu'à terme cette structure de conversion d'énergie percera dans la gamme de forte tension. Il nous est donc apparu logique et justifié de déterminer la potentialité du convertisseur SMC pour les applications basse tension/forte puissance. Après un bref rappel concernant les convertisseurs multiniveaux et leurs spécificités, nous avons donc été tentés dans la première partie de ce mémoire de comparer les performances et les prix des topologies 2 et 3 niveaux à base d'IGBTs dans le cadre d'une application basse tension/forte puissance (800V/200kVA). Les structures concernées par cette étude étaient : l'onduleur 2 niveaux classique, 2 niveaux avec bras en parallèle, le NPC, le convertisseur multicellulaire série 3 niveaux et le SMC 3 niveaux. La première étape de cette analyse a permis de mettre en œuvre un modèle de calcul des températures de jonction, ainsi que des pertes en conduction et en commutation dans les semi-conducteurs de ces topologies pour un fonctionnement de type onduleur de tension ou redresseur. Nous avons ensuite dimensionné et évalué le prix des onduleurs de tension selon des critères industriels : choix des semi-conducteurs de puissance, détermination du filtre de sortie et des condensateurs flottants, dimensionnement des dissipateurs thermiques, sélection des drivers et cartes de commande rapprochées. Cette étude comparative nous a permis de montrer que la structure SMC est à la fois performante et économiquement concurrentielle dans la gamme basse tension/forte puissance. Pour l'application spécifique étudiée, le SMC présente un rendement optimal et un coût de revient parmi les moins élevés. Les résultats expérimentaux obtenus ont confirmé l'exactitude du modèle analytique de calcul des pertes et concluent avec succès l'analyse effectuée.

L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants de la structure SMC revêt un caractère très important, car il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition équilibrée de la contrainte en tension sur les interrupteurs. Il est assuré en boucle ouverte dans certains cas, mais les dynamiques de rééquilibrage restent très lentes, imposant des contraintes supplémentaires sur les interrupteurs. En boucle fermée, il peut être obtenu de deux manières distinctes. Il est soit intégré à la commande du convertisseur en jouant sur les degrés de liberté de la structure (redondances des états de la commande, déphasages inter-cellules, rapports cycliques), soit réalisé par un algorithme de contrôle actif indépendant de la commande choisie. Dans les deux cas, les tensions internes doivent être connues et mesurées. Leurs mesures étant à la fois coûteuses et difficiles

de par les niveaux de tension et de puissance mis en jeu, le développement d'un observateur était donc tout à fait justifié dans le sens où il réduit le coût et l'encombrement de la structure.

Dans la deuxième partie de ce mémoire, nous avons donc développé trois méthodes d'observation des tensions internes du convertisseur en vue du contrôle actif des tensions cellules de la structure. L'enjeu était de synthétiser une méthode d'estimation simple, robuste et performante axée sur les informations déjà fournies par le système de pilotage du convertisseur : demi-bus continu (sécurité) ; ordres de commande (modulateur) et courants de phase (commande en boucle fermée). Cette technique se devait également de reproduire de manière quasi-analogique le comportement des tensions internes (ondulations) à l'échelle des phénomènes de commutation de sorte à répondre aux exigences de l'algorithme de contrôle actif.

La première méthode proposée repose sur les équations en tension du convertisseur. La technique de reconstruction consiste à déterminer une image des tensions aux bornes des condensateurs flottants compte tenu des ordres de commande et d'une mesure de la tension de sortie. Cette dernière est à tout instant une combinaison linéaire des tensions internes. Il s'agit donc simplement d'inverser une table pour permettre la mise à jour des estimées. Cette technique s'est révélée à la fois précise et robuste, car elle ne dépend ni des paramètres de la charge ni de ceux du convertisseur. Ses seules limites sont : un certain délai d'établissement au démarrage et une sensibilité au bruit de mesure. Divers procédés peuvent être utilisés pour contrer ce dernier aspect : l'utilisation d'un taux de report pour pondérer la correction accomplie à chaque période d'échantillonnage, ou d'un moyennage des mesures de tension effectuées. Ceux-ci présentent des résultats similaires. Cette méthode implique la mise en place d'un capteur de tension supplémentaire par phase, mais sa simplicité de mise en œuvre et son immunité vis-à-vis des paramètres de la charge ou du convertisseur en font une solution attrayante qui mérite d'être exploitée davantage (voir perspectives).

Nous avons ensuite utilisé les équations caractéristiques en courant du convertisseur pour mettre en place une simulation numérique en temps réel des tensions internes de la structure. L'émulateur reproduit parfaitement les ondulations caractéristiques de ces grandeurs électriques, mais nécessite la prise en compte d'une mesure de tension pour un fonctionnement optimal. Cette information peut être intégrée par une méthode de mise à jour ponctuelle ou par pondération. Ces deux variantes procurent des résultats satisfaisants autant au niveau statique que dynamique. Elles sont particulièrement robustes, car elles ne dépendent que des paramètres du convertisseur, qui sont, généralement connus et relativement stables. Par contre, l'estimation résultante est dans les deux cas sensible au bruit de mesure en tension. La méthode pondérée est toutefois plus intéressante, car elle est mieux immunisée par nature et ne nécessite pas de traitement particulier par rapport à ce phénomène.

Nous avons finalement étudié un observateur basé sur le modèle instantané du convertisseur et sur les notions de systèmes à structures variables. L'observateur à modes glissants consiste à faire converger la trajectoire du système vers une surface de glissement sur laquelle l'erreur d'estimation du courant de charge est nulle. Sur cette surface, l'ordre du système est réduit et les gains de l'observateur ont été réglés de sorte à imposer la dynamique de convergence des autres variables. Nous avons également substitué une fonction saturation à la fonction signe, afin de réduire les effets du "chattering" et de limiter l'influence du bruit de mesure. Les étapes de numérisation de l'algorithme ont été présentées et détaillées en vue d'une implantation physique de celui-ci. L'implantation dans le FPGA a été optimisée par utilisation d'un outil de co-simulation qui permet de reproduire le comportement physique du composant cible. Ce type de composants logiques programmables a été choisi, car il permet un temps de calcul faible et un comportement quasi-analogique des estimées numériques. Les dynamiques de l'observateur sont très satisfaisantes et induisent des performances statiques et dynamiques remarquables. En terme de sensibilité paramétrique, cet observateur a montré qu'il possédait une bonne robustesse. Les paramètres du convertisseur ne présentent pas d'effets significatifs. Ceux de la charge peuvent au contraire causer des désagréments en cas de modifications importantes. Néanmoins, il est à noter que dans l'ensemble les ondulations des tensions intermédiaires sont reproduites fidèlement ; le seul inconvénient majeur étant l'apparition d'un offset. Cette dernière

méthode repose exclusivement sur les informations fournies par le système de commande du convertisseur et constitue à terme la solution la plus intéressante. Elle a été validée expérimentalement au niveau de notre prototype SMC triphasé 7 niveaux.

Notre valeur ajoutée se situe notamment :

- ✓ dans le développement d'un modèle de calcul des pertes et des températures de jonction pour les structures de conversion d'énergie de type 2 et 3 niveaux, ajustable à toutes les gammes de tension et de puissance ;
- ✓ dans le positionnement du convertisseur SMC dans le cadre d'applications basse tension/forte puissance ;
- ✓ dans la mise en œuvre de méthodes d'observation des tensions internes de la structure SMC visant à améliorer son intérêt économique et permettre son fonctionnement optimal et sécurisé.

Les perspectives à l'issue de ces travaux de thèse sont multiples de par l'aspect novateur du SMC et son absence au niveau industriel à l'heure actuelle.

Il s'agirait tout d'abord de mettre en œuvre, au niveau du prototype SMC, un élément logique programmable dédié à l'observation des tensions internes, afin de valider la théorie de l'observateur à modes glissants pour un système triphasé complet. Cette étape permettrait ensuite de réaliser une commande en boucle fermée de la structure en intégrant le contrôle actif des tensions cellules. L'observation des tensions internes peut aussi être utile dans le cadre d'une étude de fiabilité ou pour la détection de défauts propres au convertisseur SMC.

Il est aussi nécessaire de valider expérimentalement les méthodes de reconstruction et d'estimation, compte tenu de leurs performances et de leur simplicité de mise en œuvre.

La connaissance de la charge revêt un caractère essentiel pour les méthodes développées. Il serait donc intéressant de synthétiser un observateur de charge à partir des courants de phase, de sorte à améliorer les performances de celles-ci et à s'affranchir de l'utilisation de certains capteurs. Nous pensons notamment à la méthode de reconstruction, qui deviendrait ainsi autonome et probablement davantage immunisée par rapport au bruit de mesure.

Finalement, l'application de ces méthodes d'observation au cas d'un onduleur triphasé alimentant une machine électrique paraît indispensable au regard de l'importance du domaine de l'entraînement.

BIBLIOGRAPHIE

THESES ET RAPPORTS D'ACTIVITE

- [ALV] Silverio Alvarez Hidalgo. *Characterisation of 3.3kV IGBTs for Medium Power Applications*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [BENA] Afef Ben Abdelghani-Bennani. *Implementation of a 7-level SMC Converter Control*. Post-doctoral Research Report, July 2005.
- [BEN] Rédha Bensaïd. *Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [CAR] Philippe Carrère. *Etude et Réalisation des Convertisseurs Multicellulaires Série à IGBT – Equilibrage des Condensateurs Flottants*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [DAV] Pascal Davancens. *Etude de l'équilibrage naturel des courants dans les convertisseurs multicellulaires parallèle - Validation expérimentale sur une structure à MCT*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [DEL] Laurent Delmas. *Etude et mise en œuvre d'une nouvelle structure de Conversion Multicellulaire Superposée (SMC)*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [GAT] Guillaume Gateau. *Contribution à la Commande des Convertisseurs Multicellulaires Série. Commande Non Linéaire et Commande Floue*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [MART] Carlos De Almeida Martins. *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multiniveaux à fréquence imposée*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [MCG] Brendan P. McGrath. *Optimised Multilevel Three Phase PWM Methods Applied to Multicell and Stacked Multicell Converters*. Post-doctoral Research Report, October 2004.
- [MON] Eric Monmasson. *Architecture de dispositifs de commande numérique, application à la variation de vitesse, réalisation à l'aide de prédiffusés reprogrammables*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 1993.
- [PIN] Dominique Pinon. *Commande des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [PRI] Lucien Prisse. *Etude, Conception et Mise en Oeuvre de Convertisseurs Multicellulaires Série à IGBT*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
- [RAL] Olivier Rallières. *Dimensionnement et Evaluation Energétique de Convertisseurs Dérivés du Boost pour la Conversion Très Basse Tension Fort Courant*. Mémoire CNAM, Juillet 2005.
- [RUE] Régis Ruelland. *Apport de la co-simulation dans la conception de l'architecture des dispositifs de commande dédiés aux systèmes électriques*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [SCH] Henri Schneider. *Exploitation des propriétés du diamant en électronique de puissance*. Habilitation à Diriger les Recherches, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [TAC] Olivier Tachon. *Commande Découplante Linéaire des Convertisseurs Multicellulaires Série*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [TUB] Technische Universität von Berlin, Power Electronics Research Group, Dietmar Krug. *Design and Construction of a 7-level Stacked Multicell Converter test bench*. Descriptif du banc d'essai, September 2003.

- [TUR] Christophe Turpin. *Développement, caractérisation des pertes et amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à commutation douce (ARCP)*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.

ARTICLES ET REVUES

- [AGU] J. Aguillon-Garcia, J.M. Fernandez-Nava, P. Banuelos-Sanchez, "Unbalanced Voltage Effects on a Single Phase Multilevel Inverter due to Control Strategies". *International Telecommunications Energy Conference 2004*, pp 140-145, September 2004.
- [BER] S.Bernet, E. Carroll, P. Streit, O. Apeldoorn, P. Steimer, S. Tschirley. "Design, Tests and Characteristics of 10 kV IGCTs". *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, Salt Lake City*, 2003.
- [BRU] T. Brückner and D. G. Holmes, "Optimal Pulse Width Modulation for Three-level Inverters". *IEEE PESC 2003*, vol. 1, pp. 165–170, June 2003.
- [BRU2] T. Brückner, S. Bernet and H.Güldner, "The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, June 2005.
- [CAR] G. Cararra, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari and G. Sciutto, "A New Multilevel PWM Method: a Theoretical Analysis". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 497 – 505, July 1992.
- [CEL] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 242–249, March 2000.
- [COU] J. Courault, O. Lapiere and J.-L. Pouliquen, "Industrial Interests of Multilevel Converters". *EPE 1999*, September 1999, Lausanne, Suisse.
- [DEL2] L. Delmas, G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, "Stacked Multicell Converter (SMC): Control and Natural Balancing". *IEEE PESC 2002*, vol.2, pp. 689-694, June 2002, Cairns, Australia.
- [DEL3] L. Delmas, T. A. Meynard, H. Foch and G. Gateau, "Comparative Study of Multilevel Topologies: NPC, Multicell Inverter and SMC with IGBT". *IEEE IECON 2002*, pp. 828-833, November 2002.
- [DIX] LH Dixon, Jr, "Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring". <http://focus.ti.com/lit/ml/slup197/slup197.pdf>
- [DOW] P. L. Dowell, "Effects of Eddy Currents in Transformer Windings". *Proceedings IEE (UK)*, vol. 113, No.8, pp. 1387-1394, August 1966.
- [ELA] A. Elasser and T.P. Chow, "Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems". *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, issue 6, pp. 969-986, June 2002.
- [ESP] J.R. Espinoza, G. Joos, "DSP Implementation of Output Voltage Reconstruction in CSI-Based Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 6, pp 895-904, December 1998.
- [GAT2] G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, "Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control". *EPE 2001*, August 2001, Graz, Austria.
- [GAT3] G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, "Stacked Multicell Converter (SMC): Properties and Design". *IEEE PESC 2001*, vol. 3, pp. 1583-1588, June 2001, Vancouver, Canada.
- [HAM] F. Hamma, T.A. Meynard, F. Tourkhani and P. Viarouge, "Characteristics and Design of Multilevel Choppers". *IEEE PESC 1995*, vol. 2, pp. 1208-1214, June 1995.
- [HER] R. Hermann and A. J. Krener. "Nonlinear Controllability and Observability". *IEEE Transactions on Automation and Control*, vol. 22, p. 798, 1977.
- [HUN] J. Y. Hung and R. M. Nelms. "Using a Boundary Layer Technique to Reduce Chatter in Sliding Mode Controllers". *IEEE APEC 1991*, pp. 195-201, March 1991, Dallas, Texas.

- [HUN2] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung. "Variable Structure Control: a Survey". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, issue 1, pp. 2-22, February 1993.
- [LAI] J.-S. Lai and F.Z. Peng, "Multilevel Converters – A New Breed of power Converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32 no. 3, May/June 1996.
- [LEE] Y. Lee, D. Kim, and D. Hyun, "Carrier based SVPWM method for multi-level system with reduced HDF". *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 1996–2003, 2000.
- [MCG2] B. P. McGrath, D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, November 2003.
- [MCG3] B.P. McGrath, G. Gateau, T.A. Meynard and D.G. Holmes, "Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters using a State Machine Decoder". *IEEE PESC 2005*, pp. 1671-1677, June 2005, Recife, Brazil.
- [MCG4] B.P. McGrath, D.G. Holmes and T.A. Meynard, "Reduced PWM Harmonic Distortion for Multilevel Inverters Operating Over a Wide Modulation Range". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 941–949, July 2006.
- [MCG5] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 858-867, August 2002.
- [MEY] T.A. Meynard and H. Foch, "Multilevel choppers for high voltage applications". *EPE Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 45-50, March 1992.
- [MEY2] Thierry A. Meynard, Henri Foch, Philippe Thomas, Jacques Courault, Roland Jakob, and Manfred Nahrstaedt, "Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 955-964, October 2002.
- [MEY3] T.A. Meynard and H. Foch, "Multilevel Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters". *IEEE PESC 1992*, vol. 1, pp. 397-403, June 1992.
- [MEY4] T.A. Meynard and H. Foch, "Imbricated cells Multi-Level Voltage-Source Inverters for High Voltage Applications". *EPE Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 99-106, June 1993.
- [MEY5] T.A. Meynard, A.-M. Lienhardt, G. Gateau, C. Haederli and P. Barbosa, "*Flying Capacitor MultiCell Converters with Reduced Stored Energy*". *International Symposium on Industrial Electronics ISIE'06*, 9-13 July 2006, Montreal, North Canada.
- [ROD] J. Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [RUE2] R. Ruelland, G. Gateau, T.A. Meynard and J.-C. Hapiot, "Design of FPGA-based emulator for series converters using co-simulation tools". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, issue 1, part 2, pp. 455-463, January 2003.
- [SLO] J.-J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, "On sliding observers for nonlinear systems". *American Control Conference*, pp. 1794-1800, June 1986.
- [SLO2] J.-J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, "On Sliding Observers for Nonlinear Systems". *Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, vol. 109, pp. 245-252, September 1987.
- [TEI] R. Teichmann and S. Bernet, "Three-level topologies for low voltage power converters in drives, traction, and utility applications". *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 160–167, Salt Lake City, UT, 2003.
- [WAN] F. Wang, "Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level PWM voltage source inverters". *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 38, no.2, pp. 500–506, March/April 2002.

LIVRES

- [HOL] D.G. Holmes and T.A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice*. Wiley Interscience, 2003.
- [ISI] A. Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Springer Verlag, 1997.
- [MARI] R. Marino and P. Tomei. *Nonlinear Control Design*. Prentice Hall, 1995.
- [ION] Ionescu, Ai, Six, Bausière, Florica, Fodor, Mihalache, Radomirescu. *Composants semi-conducteurs de puissance*. Technica Bucarest, 1994.

SITES INTERNET

- [ABB] <http://www.abb.com/product/us/9AAC910029.aspx?country=US>
- [ALT] <http://www.altera.com/products/software/products/quartus2web/sof-quarwebmain.html>
- [DSK] <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tmds320006711.html>
- [JFE] <http://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/>
- [INF] <http://www.infineon.com/cgi-bin/ifx/portal/ep/channelView.do?channelId=-77033&channelPage=%2Fep%2Fchannel%2FproductCategories.jsp&pageTypeld=17099>
- [MIT] <http://www.mitsubishichips.com/Global/common/cfm/eProfile.cfm?FOLDER=/product/power/powermod/igbtmod/nf>
- [SEM] <http://www.semikron.com/internet/index.jsp?sekId=12>
- [SPA] <http://mesl.ucsd.edu/spark/>

BREVETS

- [BRE] Bridge Converter Circuit. R. H. Baker, U.S. Patent n°4 270 163, 26 Mai 1981.
- [BRE2] Dispositif Electronique de Conversion d'Energie Electrique. T.A. Meynard and H. Foch, French Patent n° 91.09582 du 25 Juillet 1991 ; Europe, Japon, USA, Canada n°92/00652 du 8 Juillet 1992.
- [BRE3] Dispositif Electronique de Conversion d'Energie Electrique. J.P. Lavieville, O. Béthoux, P. Carrère and T.A. Meynard, French Patent n°94.15865, Décembre 1994.
- [BRE4] Dispositif de Conversion d'Energie Multicellulaire. G. Gateau, T.A. Meynard et H. Foch. French Patent n° 0006786, 26 Mai 2000.
- [BRE5] Device for Converting Multicell Energy. G. Gateau, T.A. Meynard et H. Foch, Worldwide Patent n° 0193412, 06 Décembre 2001.
- [BRE6] Converter Circuit for Connecting a Plurality of Switching Voltage Levels. P. Barbosa, J. Steinke, P. Steimer, L. Meysenc, T. Meynard, Worldwide Patent WO02005036719, 21 Avril 2005, PCT 03405748.9, 17 Octobre 2003.

ANNEXES

TABLE DES ANNEXES

ANNEXE A : PROTOTYPE SMC TRIPHASE 7 NIVEAUX

A.1. DESCRIPTION ELECTRIQUE DU PROTOTYPE	185
<i>A.1.a. Description sommaire et caractéristiques générales</i>	185
<i>A.1.b. Conversion AC/DC</i>	186
<i>A.1.c. Onduleur SMC triphasé 7 niveaux</i>	188
A.2. INTERFACE DE COMMANDE ET GESTION DES DONNEES	190
A.3. TAUX D'UTILISATION DU FPGA	193
A.4. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE : MODULATION PD AVEC MACHINE D'ETATS	193
<i>A.4.a. Description sommaire de l'algorithme de commande</i>	193
<i>A.4.b. Equilibrage des tensions intermédiaires : Machine d'états</i>	195
A.5. PERFORMANCES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	196

ANNEXE B: . EXPRESSIONS ANALYTIQUES DE CALCUL DES PERTES DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

B.1. EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES PERTES DANS LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE	199
<i>B.1.a. Présentation et caractéristiques d'un composant IGBT</i>	199
<i>B.1.b. Pertes en conduction</i>	199
<i>B.1.c. Pertes en commutation</i>	200
<i>B.1.d. Températures des semi-conducteurs</i>	201
a. Température du boîtier	201
b. Température d'un transistor IGBT	202
c. Température d'une diode	202
B.2. COURANTS MOYENS ET EFFICACES DANS LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE DES STRUCTURES 2 NIVEAUX, PARALLELE, CLAMPEE PAR LE NEUTRE, MULTICELLULAIRE SERIE ET MULTICELLULAIRE SUPERPOSE	202
<i>B.2.a. Hypothèses préalables de calcul et notations</i>	202
<i>B.2.b. Courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs d'un onduleur 2 niveaux</i>	203
a. Commande et fonction de modulation	203
b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction	203
c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation	206
<i>B.2.c. Cas des onduleurs multicellulaire série et parallèle</i>	207
a. Analogies de fonctionnement entre les onduleurs 2 niveaux et multicellulaire série	207
b. Analogies de fonctionnement entre les onduleurs 2 niveaux et parallèle.....	207
<i>B.2.d. Courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs d'un onduleur NPC</i>	208
a. Commande et fonction de modulation	208
b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction	211
c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation	212
<i>B.2.e. Cas d'un onduleur multicellulaire superposé</i>	213
a. Analogies de fonctionnement.....	213
b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction	216
c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation	216
B.3. FORMULES DE CALCUL DES PERTES POUR LES REDRESSEURS CLASSIQUES ET MULTINIVEAUX	217

ANNEXE A

PROTOTYPE SMC TRIPHASE 7 NIVEAUX

A.1. DESCRIPTION ELECTRIQUE DU PROTOTYPE

Le banc d'essai SMC triphasé a été conçu par *die Technische Universität von Berlin* au sein du groupe de recherche *Power Electronics Research Group* avec la collaboration d'*ABB Corporate Research Switzerland*. Cette Annexe présente de manière concise les informations contenues dans la documentation fournie par le laboratoire allemand [TUB] et indique les modifications et adaptations effectuées par nos soins. Le prototype triphasé est le premier de sa catégorie et a été surdimensionné, de sorte à être utilisé pour de nombreux et divers essais.



Figure A-1 Banc d'essais SMC 7 niveaux triphasé

A.1.a. Description sommaire et caractéristiques générales

Le prototype SMC 3x2 (Figure A-2) est un convertisseur AC-DC-AC triphasé dont les paramètres électriques nominaux sont résumés par le Tableau A-1. Le réseau triphasé 400 V alimente un transformateur abaisseur possédant un primaire et 3 secondaires, déphasés de 20° les uns par rapport aux autres, de manière à obtenir un système ennéaphasé. Ces derniers sont connectés à un redresseur 18 pulses pour assurer la génération du bus continu. L'onduleur SMC 3x2 triphasé fournit ensuite la puissance à une charge R-L. Une entrée monophasée 220 V indépendante assure la distribution de la puissance vers l'alimentation auxiliaire dédiée à la commande.

Paramètres électriques nominaux	Valeurs
Tension composée du réseau d'entrée	400 V \pm 10%
Tension du bus continu	660 V \pm 10% (max. 726 V)
Tension composée de sortie	400 V
Puissance apparente nominale	15 kVA
Courant de phase nominal	21,65 A
Facteur de déphasage	$0 \leq \cos(\theta) \leq 1$ capacitif/inductif
Fréquence de découpage	$500 \text{ Hz} \leq f_{\text{dec}} \leq 5 \text{ kHz}$

Tableau A-1 Caractéristiques générales du prototype SMC 3x2 triphasé

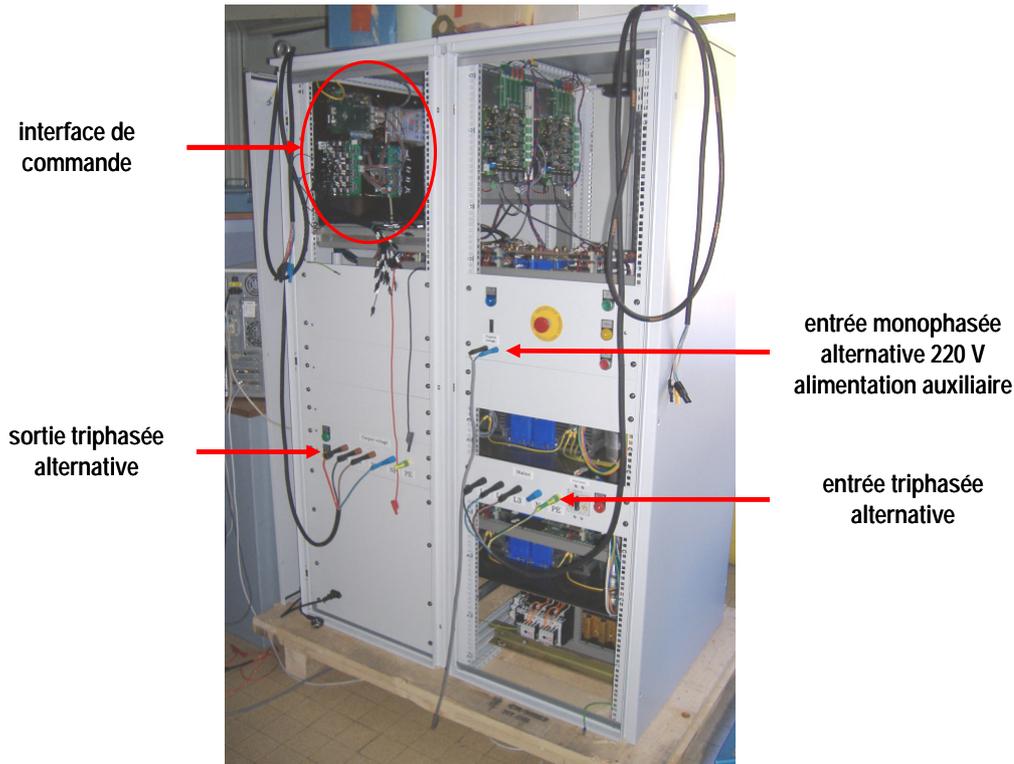


Figure A-2 Banc d'essais SMC 7 niveaux triphasé

Les sections suivantes détaillent les différentes parties du banc d'essais.

A.1.b. Conversion AC/DC

La structure de conversion alternatif/continu est présentée par la Figure A-3. Elle a été dimensionnée afin de produire un bus continu $V_{dc} = 660\text{ V}$ pour un courant maximal $I_{dc} = 22,73\text{ A}$, soit une puissance disponible égale à 15 kW.

Le transformateur ennéaphasé (Figure A-4) est constitué d'une entrée triphasée 400 V connectée en étoile et de trois secondaires. Les connexions triangle/zig-zag produisent 3 systèmes triphasés 178 V en sortie, déphasés entre eux de 20° . Les caractéristiques électriques sont regroupées dans le Tableau A-2.

Les sorties du transformateur alimentent un redresseur 18 pulses réalisé à l'aide de 3 boîtiers 6 pulses SEMIKRON SKD 62/14 : 1,4 kV / 60 A (Figure A-5), qui produisent chacun $V_{red} = 220\text{ V}$

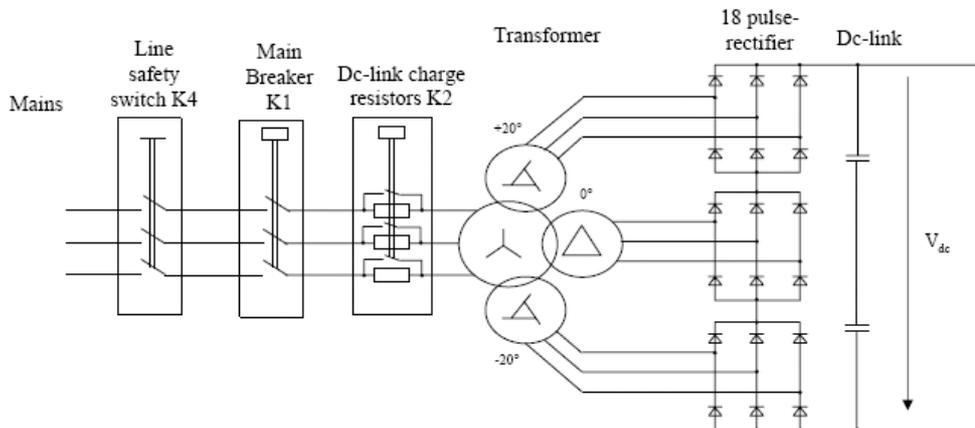


Figure A-3 Structure initiale de la conversion alternatif/continu

Paramètres électriques du transformateur	Valeurs
Puissance apparente	16,5 kVA
Tension composée d'entrée	400 V
Courant d'entrée	23,8 A
Tension de sortie	3*178 V
Courant de sortie	18,5 A

Tableau A-2 Caractéristiques électriques du transformateur 16,5 kVA



Figure A-4 Transformateur ennéaphasé 16,5 kVA

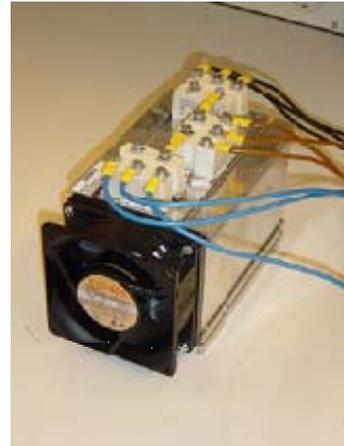


Figure A-5 Redresseur 6 pulses SEMIKRON SKD 62/14

La conversion alternatif/continu était initialement réalisée par un redresseur 18 pulses (Figure A-6). Afin d'adapter cette installation aux tests que nous souhaitons effectuer vis-à-vis de la commande, nous avons choisi de n'utiliser que deux redresseurs sur les trois disponibles. Ainsi, chaque redresseur 6 pulses alimente un étage de l'onduleur et ceci pour les 3 bras (Figure A-7). Cette modification garantit l'équilibrage du bus continu à l'entrée de l'onduleur en permettant de stabiliser le point milieu de ce dernier. En effet, la stratégie de commande implantée joue sur la composante de mode commun pour optimiser le courant de sortie de l'onduleur.

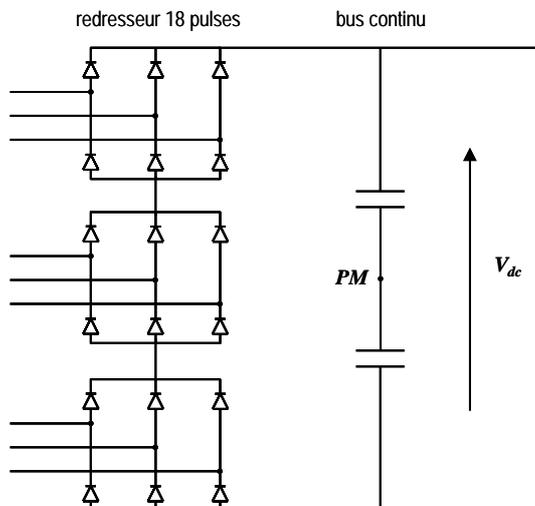


Figure A-6 Redressement 18 pulses

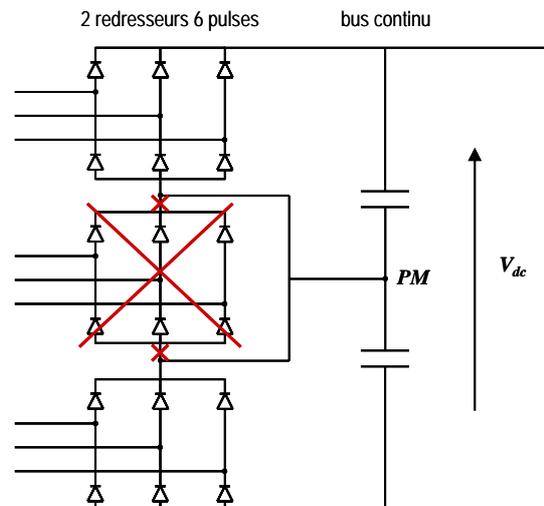


Figure A-7 Redressement 2 x 6 pulses, après modification

A.1.c. Onduleur SMC triphasé 7 niveaux

La Figure A-8 expose la structure monophasée de l'onduleur SMC triphasé 7 niveaux. Chaque bras est constitué de 18 puces IGBT, 2 condensateurs pour le bus continu, 4 condensateurs flottants et 18 modules de commande rapprochée. Les principaux paramètres électriques de l'onduleur sont indiqués par le Tableau A-3.

Les puces IGBT proviennent de modules duaux SEMIKRON SKM 75 GB123D 1,2 kV / 75 A, pour avoir la possibilité de bloquer la tension maximale du bus continu avec un seul IGBT. La disposition des modules pour la réalisation d'une cellule de commutation est illustrée par la Figure A-9. Il est à noter que pour des raisons de simplicité les interrupteurs 4 quadrants de la branche médiane du convertisseur sont obtenus à l'aide de deux modules duaux placés tête-bêche. Ainsi, la moitié des composants disponibles uniquement est utilisée pour la création de cette fonction.

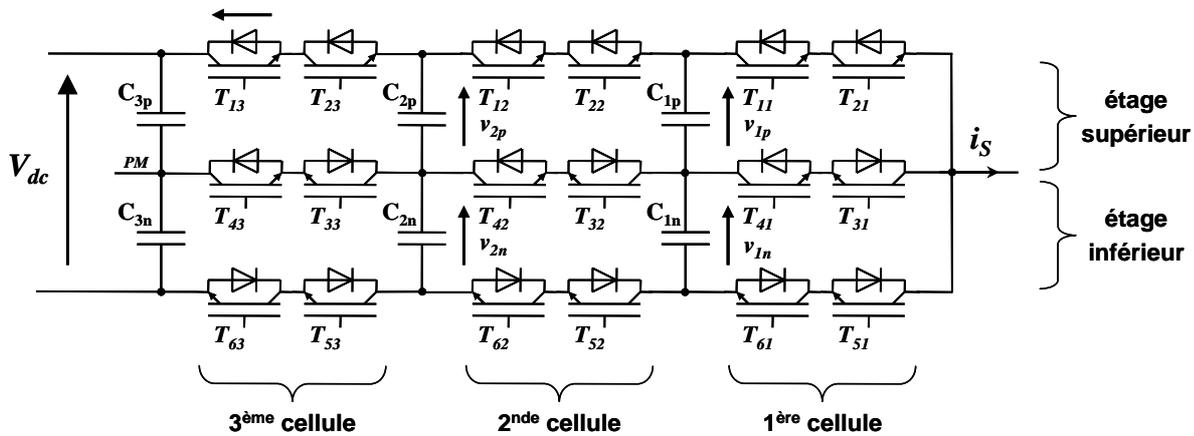


Figure A-8 Structure d'un bras d'onduleur SMC triphasé 7 niveaux

Paramètres électriques nominaux	Valeurs
Condensateurs flottants	1200 μ F / 700 V
Modules IGBT SEMIKRON	1,2 kV / 75 A
Condensateurs du bus continu	390 μ F / 1000 V
Bus continu nominal	400 V
Tensions de référence : V_{C1}	66,67 V
V_{C2}	133,34 V

Tableau A-3 Caractéristiques électriques de l'onduleur SMC 3x2 triphasé

Les cartes de commande rapprochée SEMIKRON SKHI 26F sont des pilotes dédiés aux modules duaux (Figure A-10). Elles possèdent, entre autres, des entrées fibres optiques ainsi qu'une protection contre les courts-circuits. Des résistances assurent l'équilibrage statique des tensions de blocage aux bornes des IGBTs. Un réseau de fibres optiques assure la liaison entre les 54 interrupteurs de puissance de la structure triphasée et la commande rapprochée.

Les condensateurs flottants de la structure sont des condensateurs à films métallisés en polypropylène ICAR LNK-P7X-1200-70 1200 μ F , 700 V, 180 A eff. au maximum (Figure A-12). Ces caractéristiques physiques permettent à chaque condensateur flottant de supporter l'intégralité de V_{dc_max} .

Les condensateurs du bus continu sont des condensateurs à films métallisés en polypropylène à armatures en aluminium TPC FFLI6L0397K 390 μ F , 1000 V, 60 A (Figure A-11). Chacun peut également supporter la tension maximale du bus continu.

Des capteurs LEM LA 25-NP mesurent les courants de charge à la sortie de chaque bras.

La Figure A-13 présente un bras d'onduleur SMC 7 niveaux complet.

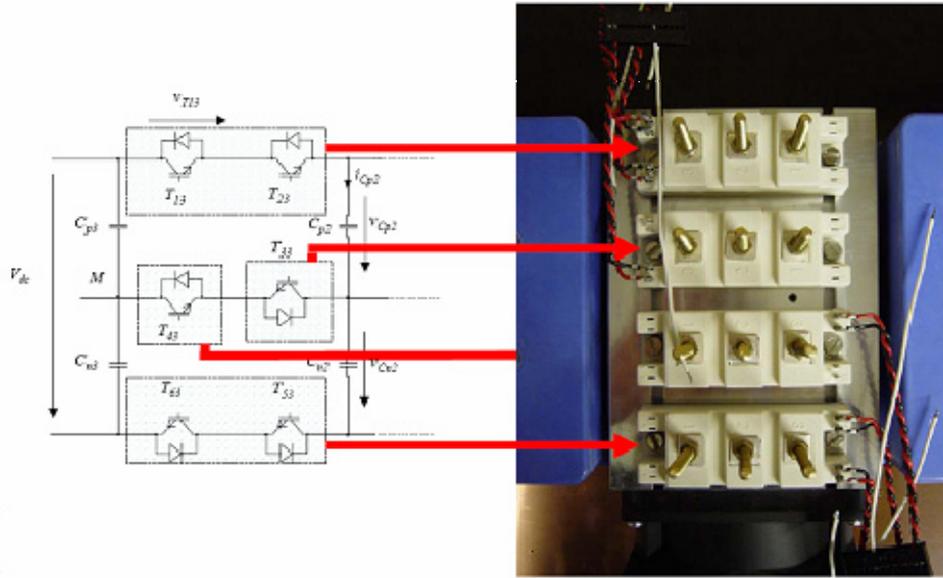
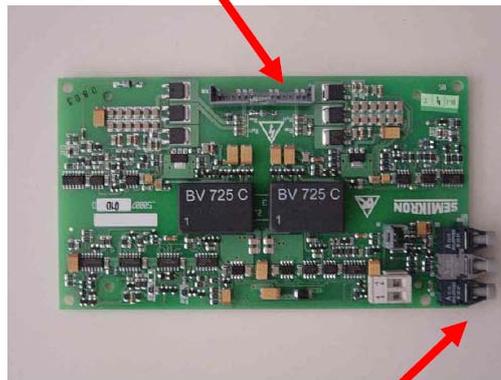


Figure A-9 Réalisation d'une cellule de commutation

connecteur pour module IGBT



sorties optiques pour composants sup./inf. (noir)
sortie optique pour signal d'erreur (gris)

Figure A-10 Carte de commande rapprochée SEMIKRON SKHI 26F



Figure A-11 Condensateurs du bus continu TPC FFL16L0397K

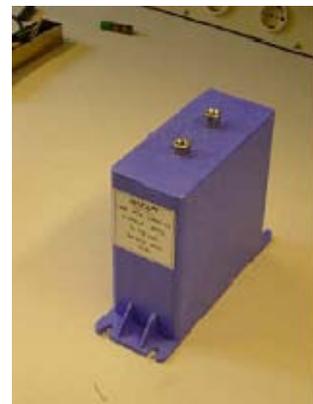


Figure A-12 Condensateurs flottants ICAR LNK-P7X-1200-70

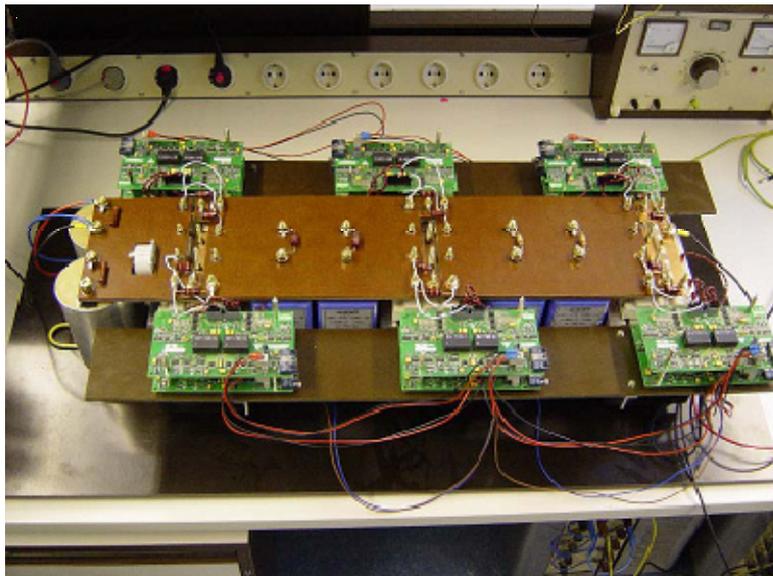


Figure A-13 Bras monophasé du convertisseur SMC 3x2

A.2. INTERFACE DE COMMANDE ET GESTION DES DONNEES

L'architecture de commande repose sur l'association d'un microprocesseur (Digital Signal Processor) et d'un composant logique programmable de type FPGA (Field-Programmable-Gate-Array). L'échange de données entre les deux entités logiques est réalisé grâce à un ensemble de 16 registres. La partie numérique pourvue par le DSP assure l'intégralité des opérations complexes nécessitant une unité logique arithmétique. La communication avec un ordinateur hôte permet la commande de haut niveau du système, ainsi que le diagnostic et la surveillance du processus. Le FPGA, quant à lui, s'acquitte des opérations de bas niveaux sollicitant à la fois un délai de transit et un temps de calcul faibles. Le schéma fonctionnel de l'interface de commande est présenté par la Figure A-14.

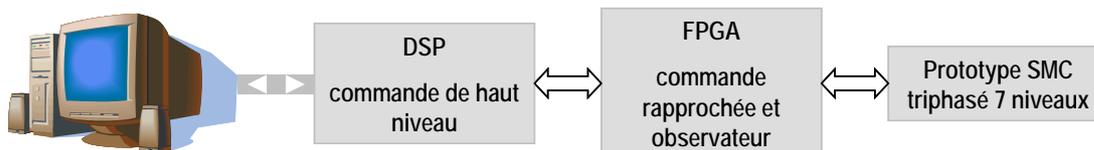


Figure A-14 Schéma de principe fonctionnel de l'architecture de commande

La carte de commande principale repose sur un microprocesseur C6711 de Texas Instruments. La carte C6711 DSK (DSP Starter Kit) utilisée est une plateforme de développement peu coûteuse conçue pour faciliter et accélérer la mise en place d'applications précises [DSK]. Elle contient un DSP TMS320C6711 à virgules flottantes, qui permet la vérification rapide du code à l'aide du logiciel *Code Composer Studio*, et se connecte aisément à la station de travail par un câble parallèle ou USB. Elle pourvoit également :

- ✓ un circuit d'interface audio de résolution 16 bits ;
- ✓ SDRAM et ROM ;
- ✓ un port d'entrées/sorties ;
- ✓ une interface JTAG incorporée.

En plus de la commande en temps réel du système, le DSP assure la génération des 3 modulantes sinusoïdales déphasées de 120°. Des connecteurs fournissent une interface pour une mémoire externe (EMIF) et des signaux périphériques qui permettent d'étendre ses fonctionnalités par ajout de cartes filles personnalisées.

Une carte fille a été développée au sein du laboratoire afin de connecter le DSP au procédé. Elle inclut :

- ✓ 8 entrées analogiques de résolution 10 bits ;
- ✓ 4 sorties analogiques de résolution 8 bits [+5V,-5V] ;
- ✓ 24 canaux bidirectionnels numériques bufférisés ;
- ✓ 32 canaux unidirectionnels numériques bufférisés ;
- ✓ 1 FPGA ACEX 1K100 d'Altera : 100 000 portes, 4992 éléments logiques, 208 pins utilisateur, pour la réalisation de traitements numériques rapides. Ce dernier s'occupe de diverses tâches, à savoir :
 - la gestion du modulateur MLI générant les signaux de commande. Les détails sont indiqués au paragraphe suivant ;
 - la gestion des temps morts des signaux de commande ;
 - le pilotage de deux convertisseurs analogiques numériques rapides AD 9203 (Analog Devices) utilisés en mode différentiel pour la conversion du courant de charge mesuré ;
 - l'exécution des calculs de l'observateur à modes glissants. Le code de ce dernier a été effectué en langage C à l'aide du logiciel *Quartus II Web Edition* d'Altera [ALT] et converti en langage VHDL grâce à l'outil de génération de code VHDL nommé *SPARK* [SPA].

Deux convertisseurs analogiques numériques THS10064 (Texas Instruments), composés chacun de 4 entrées, réalisent l'échantillonnage simultané de huit entrées non différentielles sur 10 bits, ainsi que le stockage d'échantillons dans un buffer circulaire adressable par le DSP.

Deux convertisseurs numériques analogiques TLC7628CDW (Texas Instruments) facilitent la visualisation avec un oscilloscope de variables numériques internes du DSP ou du FPGA codées sur 8 bits. 56 entrées/sorties numériques sont disponibles pour la commande des interrupteurs de puissance. Le lien série (JTAG) permet la programmation d'une mémoire flash, située au plus proche du FPGA, qui assure l'auto-configuration de ce dernier lors de la mise sous tension.

Une carte de prétraitement des données (Figure A-16) réalise l'adaptation des signaux analogiques, mesurés par les capteurs, au format d'entrée des divers convertisseurs analogiques numériques : $\pm 1V$ ou $\pm 5V$.

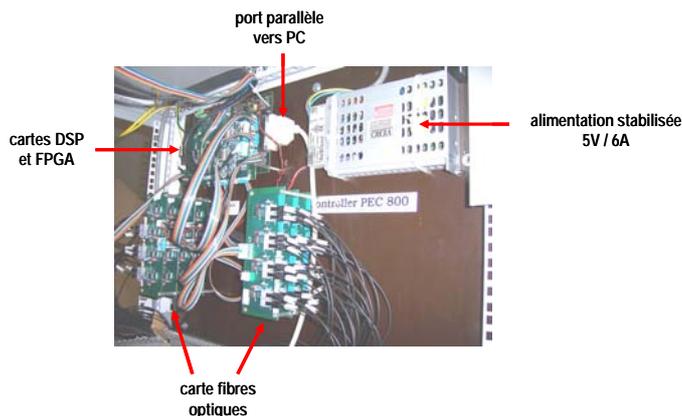


Figure A-15 Interface de commande



Figure A-16 Carte de prétraitement des signaux mesurés

La Figure A-17 présente le tableau synoptique des liens entre la carte DSP et la carte numérique contenant le FPGA.

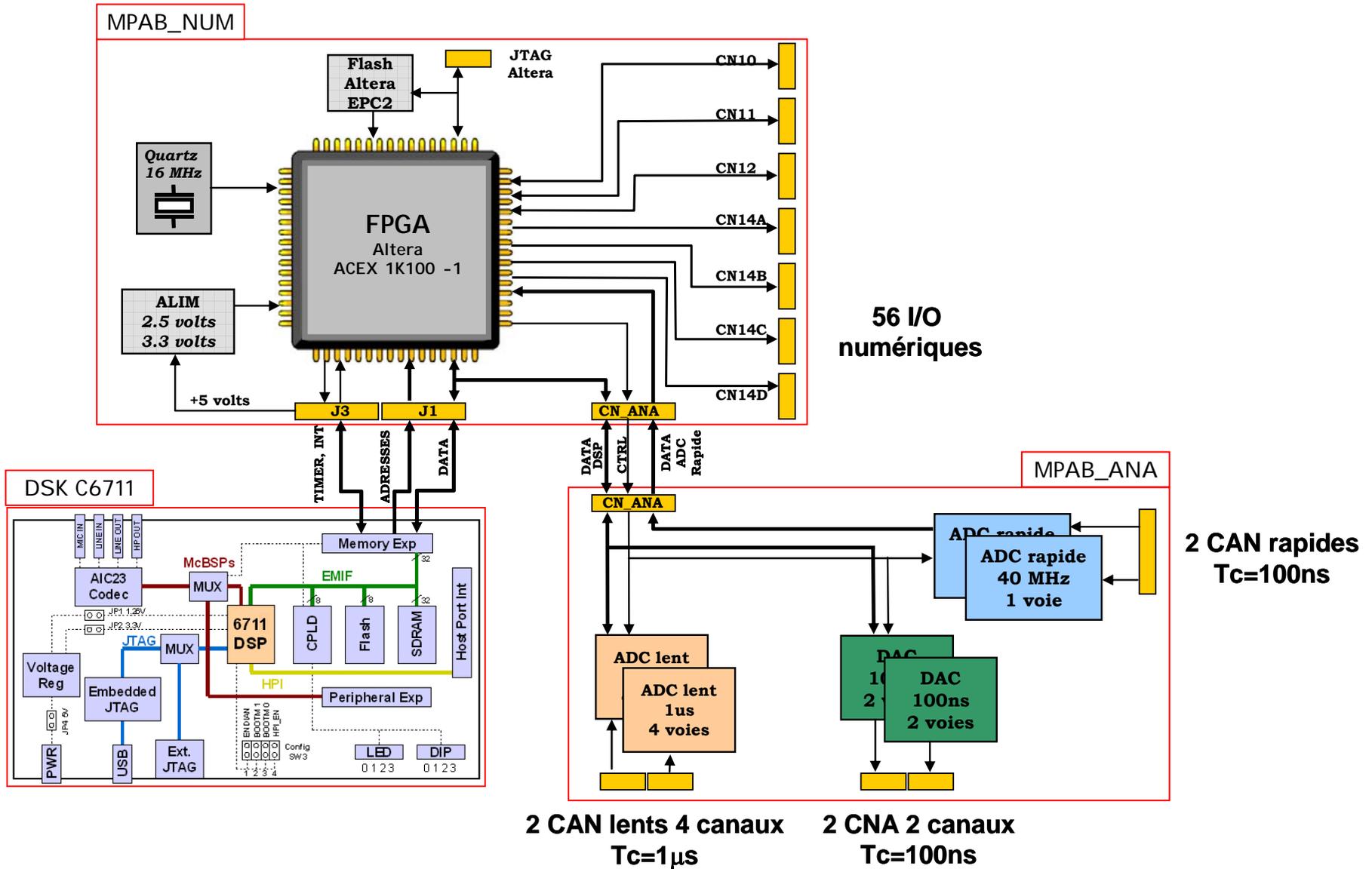


Figure A-17 Synoptique des liens DSP / FPGA

A.3. TAUX D'UTILISATION DU FPGA

Pour notre application, 4942 éléments logiques sur les 4992 disponibles ont été utilisés, soit un taux d'utilisation de 99%. La Figure A-18 illustre la répartition interne des différentes tâches à l'intérieur du FPGA, ainsi que le nombre d'éléments logiques (LE) dédiés à chaque fonctionnalité. Ce composant logique programmable a permis d'implanter la boucle d'observation du courant de charge, ainsi que celles des tensions intermédiaires de l'étage inférieur uniquement. Ceci correspond à peu près à deux tiers de la capacité totale du FPGA.

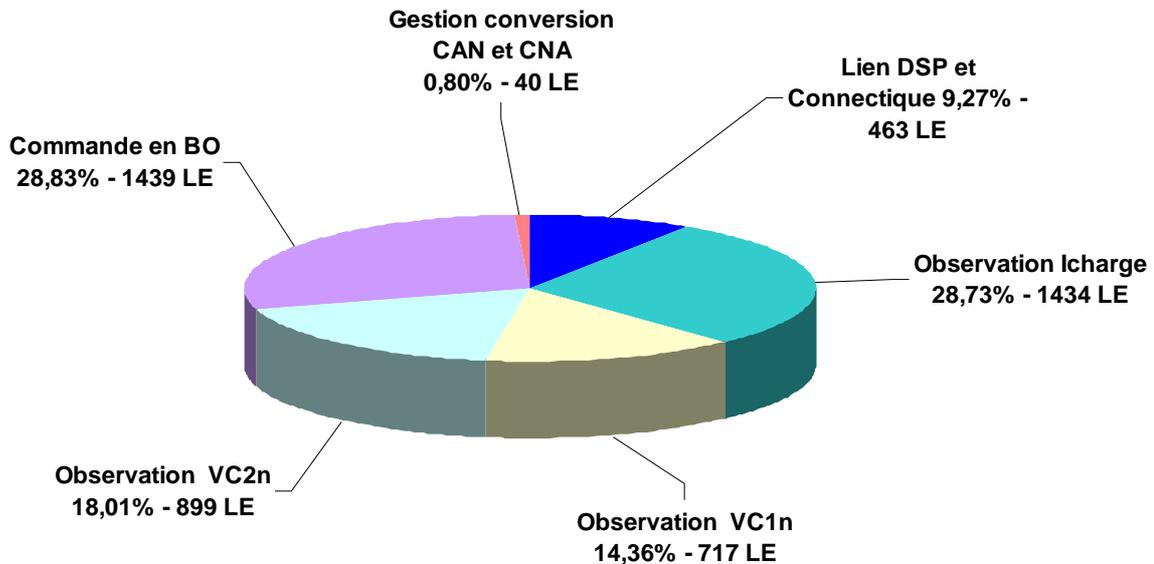


Figure A-18 Répartition de la capacité du FPGA

A.4. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE : MODULATION PD AVEC MACHINE D'ÉTATS

La commande implantée au niveau du banc d'essais est le résultat de la collaboration de deux chercheurs : le Dr. *Brendan P. McGrath*, qui a développé la commande décrite ci-dessous [MCG][MCG3][MCG4], et le Dr. *Afef Ben Abdelghani-Bennani*, qui a opéré l'implantation au niveau du prototype triphasé [BENA]. Ces travaux sont le résultat d'activités de recherche postdoctorale accomplies au sein du laboratoire.

A.4.a. Description sommaire de l'algorithme de commande

La commande vectorielle centrée (Centred Space Vector PWM) est une technique de modulation qui provient de la stratégie de MLI intersective, intitulée disposition de phase (Phase Disposition PWM), définie par *Carrara et al.* au début des années 90 [CAR]. Le modulateur PD dispose, de manière contiguë, $(N - 1)$ porteuses de même amplitude V_{port} , fréquence et phase, pour former l'ensemble de la plage de modulation d'un convertisseur N niveaux. Les $(N - 1)$ porteuses définissent $(N - 1)$ bandes de modulation. Les trois références sinusoïdales $V_{k,k=a,b,c}$ sont positionnées par la suite au milieu de cet ensemble et leurs intersections déterminent le niveau de tension de chaque bras. La Figure A-19 illustre cette stratégie pour un convertisseur SMC 7 niveaux avec $V_{port} = 1$. Différents arrangements des porteuses ont été proposés au niveau de la littérature, mais la méthode de disposition de phase est connue pour atteindre les meilleures performances harmoniques [HOL][MCG3].

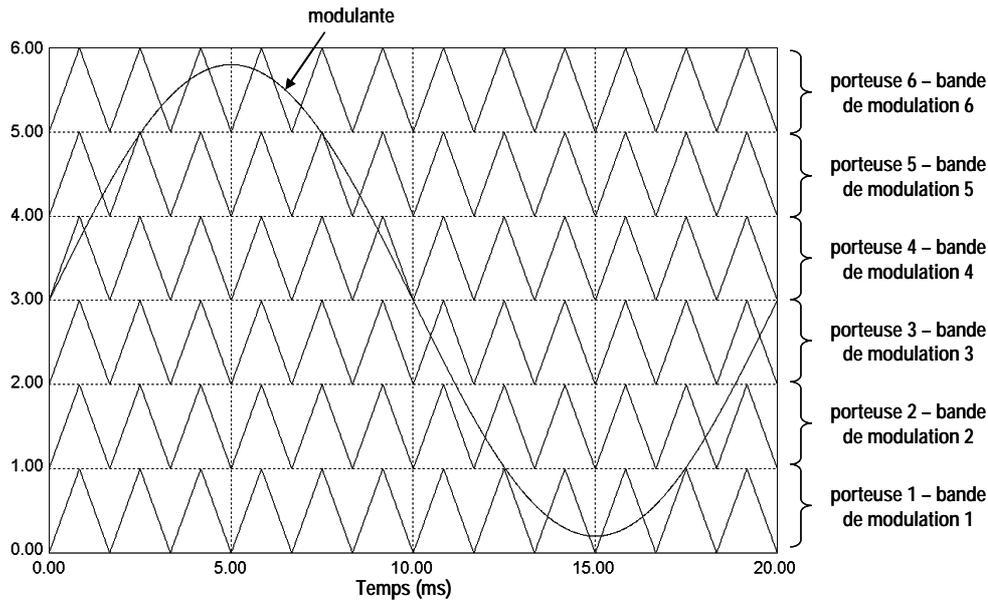


Figure A-19 Modulation de disposition de phase pour un convertisseur SMC 7 niveaux

Ces deux approches, CSVPWM et PDPWM, sont équivalentes, si les deux vecteurs médians de la technique de disposition de phase sont centrés par rapport à l'intervalle de commutation. Pour ce faire, il est nécessaire d'injecter une compensation de mode commun au niveau des trois références V_k [MCG2] [LEE] [WAN]. Cet offset inclut une composante d'harmonique 3 pour augmenter la plage de modulation :

$$V'_{k,k=a,b,c} = V_k - \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \quad (\text{Eq. A-1})$$

et une fonction modulo permettant d'identifier les références responsables des premières et dernières transitions de l'intervalle de commutation :

$$V''_{k,k=a,b,c} = \left[V'_k + \frac{N-1}{2} V_{port} \right] \text{mod}(V_{port}) \quad (\text{Eq. A-2})$$

Cette dernière garantit que les deux vecteurs médians de chaque séquence sont centrés par rapport à la période de commutation.

Les tensions de référence résultantes prennent la forme :

$$V_{ref_k,k=a,b,c} = V'_k + \frac{V_{port}}{2} - \frac{\max(V''_a, V''_b, V''_c) + \min(V''_a, V''_b, V''_c)}{2} \quad (\text{Eq. A-3})$$

Ce type de modulation est considéré, au niveau de la littérature, comme l'approche harmonique optimale pour les techniques MLI multiniveaux à porteuses [BRU] [MCG5].

Récemment, *Brendan P. McGrath* a montré que tous les niveaux de tension disponibles ne sont pas utilisés avec ces méthodes lorsque la profondeur de modulation varie [MCG]. Un convertisseur N niveaux, N étant pair, ne produit en sortie qu'un nombre pair de niveaux de tension. Pour un onduleur 4 niveaux, par exemple, une profondeur de modulation élevée implique l'utilisation des 3 porteuses et la tension de sortie fait apparaître 4 niveaux. Au contraire, pour une profondeur de modulation faible, une seule porteuse entre en jeu et la tension de sortie ne possède que deux états. Il n'est pas possible d'obtenir une tension découpée avec 3 niveaux de tension uniquement.

Ce comportement affecte sensiblement le spectre du courant de charge et des tensions composées. Pour y remédier et utiliser ainsi à la fois les niveaux pairs et impairs, il est judicieux d'ajouter aux trois références une composante de mode commun d'amplitude égale à la moitié d'une porteuse [MCG4]. Cet offset est introduit au niveau du 3^{ème} harmonique de l'équation (Eq. A-1) selon :

$$V_k' = V_k + \frac{V_{port}}{2} - \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \quad (\text{Eq. A-4})$$

Néanmoins, ce dernier ne doit pas intervenir de manière continue. Sa prise en compte dépend du nombre de niveaux du convertisseur, ainsi que de la profondeur de modulation. Le Tableau A-4 indique les plages de modulation pour lesquelles l'activation doit être réalisée, dans le cas d'un convertisseur SMC N niveaux. Le banc d'essais correspond à la ligne grisée de ce tableau.

Niveaux	Profondeur de modulation
3	$0.00 \leq k < 0.35$
4	$0.23 \leq k < 0.61$
5	$0.00 \leq k < 0.17$ $0.46 \leq k < 0.76$
6	$0.14 \leq k < 0.36$ $0.61 \leq k < 0.85$
7	$0.00 \leq k < 0.12$ $0.30 \leq k < 0.51$ $0.70 \leq k < 0.90$

Tableau A-4 Plages de modulation d'un convertisseur SMC pour activation de l'offset

Cette stratégie est implantée au niveau du banc d'essais, mais doit être combinée à un autre critère. En effet, le convertisseur SMC dispose de plusieurs degrés de liberté au niveau de la commande et l'une de ses particularités est de posséder des états redondants permettant d'atteindre un même niveau de tension en sortie. Ainsi, le modulateur doit à la fois commander chaque bras en fonction du niveau de tension imposé, mais également définir la configuration de celui-ci à chaque instant de commutation. Les critères usuels sont d'équilibrer les commutations au niveau des cellules de la structure et de préserver l'équilibrage naturel de ces convertisseurs. Il est à noter que ces contraintes exigent généralement que les cellules commutent à la même fréquence avec un rapport cyclique identique. Le paragraphe suivant décrit la stratégie développée par *Brendan P. McGrath* pour répondre à ces exigences.

A.4.b. Equilibrage des tensions intermédiaires : Machine d'états

L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants d'un convertisseur SMC peut être réalisé à l'aide d'une machine d'états [MCG] [MCG3]. Il s'agit d'un algorithme en boucle ouverte qui attribue de manière cyclique les signaux de commande aux cellules de commutation, en fonction du niveau de tension défini par le modulateur PD. Ce dernier joue uniquement le rôle de déclencheur temporel et n'intervient pas dans la procédure de distribution des ordres de commande. Cette technique permet de prendre en compte toutes les configurations possibles de la structure sur une période de modulation et de répartir uniformément les commutations sur l'ensemble des cellules.

La Figure A-20 présente la machine d'états du convertisseur SMC 7 niveaux. Elle est composée de $N - 1 = 6$ lignes, chacune correspondant à une bande de modulation. Les signaux de commande de chaque bras évoluent horizontalement d'un état à un autre selon les flèches indiquées, sauf lors d'une transition inter-bande. Les cellules de commutation sont activées et désactivées les unes après les autres en fonction du niveau de tension en sortie. Si nous considérons le convertisseur au démarrage par exemple : état $\{0,0,0,0,0,0\}$ et niveau de tension 0 (cercle rouge – n°1), la tension de sortie du convertisseur alterne entre les niveaux 0 et 1 en activant et désactivant la 3^{ème}, 2^{nde} puis 1^{ère} cellule de l'étage négatif.

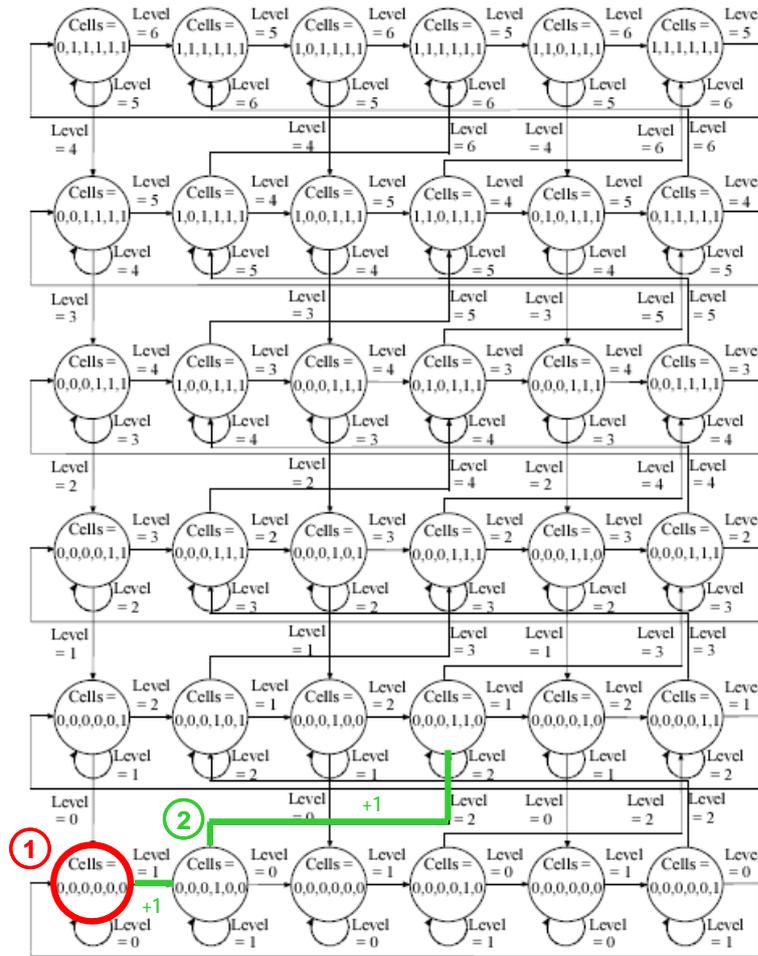


Figure A-20 Machine d'état pour un convertisseur SMC 7 niveaux

Ces transitions inter-bandes sont soumises à deux conditions :

- ✓ Lors du passage de la référence d'une bande à une autre, il y a une double transition dans la même direction. Si nous considérons le passage de la 1^{ère} à la 2nde bande à partir de l'état $\{0,0,0,0,0,0\}$, la tension de sortie augmente d'un niveau avant de changer de bande de modulation (circuit vert : passage du niveau de tension 0 au niveau 2 - n^2).
- ✓ Lors de la double transition, la cellule qui commute est celle qui aurait dû être activée si le fonctionnement cyclique avait été maintenu : activation de la seconde cellule lors de la deuxième transition du circuit vert, par exemple.

Le modulateur PD et la machine d'état sont implantés numériquement au niveau du FPGA. La méthode d'échantillonnage utilisée est un échantillonnage asymétrique (échantillonnage des références chaque demi-période des porteuses), optimal pour l'implantation numérique physique [HOL].

A.5. PERFORMANCES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Cette dernière section présente brièvement les formes d'onde typiques du convertisseur SMC 7 niveaux triphasé. Les résultats de la Figure A-21 ont été obtenus lors d'un fonctionnement sur charge R-L sans filtre de sortie avec les conditions suivantes : bus continu $V_{dc} = 400 V$, fréquence de découpage $f_{dec} = 600 Hz$, profondeur de modulation $k = 0,8$, inductance de charge $L_{ch} = 1 mH$ et résistance de charge R_{ch} variable.

La tension entre phases (bleue) laisse entrevoir 13 niveaux de tension disponibles; la tension monophasée (verte) fait apparaître l'intégralité des 7 niveaux possibles et le courant de phase (rose) expose finalement l'interaction manifeste existant entre la hausse du nombre de niveaux et la réduction de l'ondulation de ce dernier.

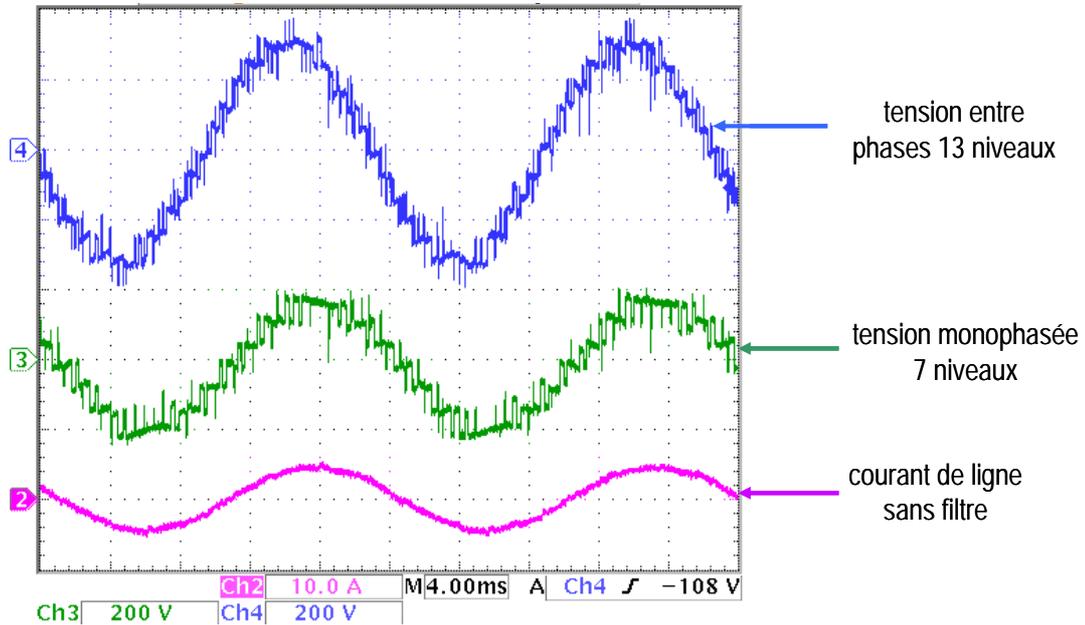


Figure A-21 Formes d'onde typiques de l'onduleur SMC : tension entre phases, tension monophasée et courant de charge

ANNEXE B

EXPRESSIONS ANALYTIQUES DE CALCUL DES PERTES DES STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE DE TYPE 2 ET 3 NIVEAUX A BASE D'IGBTs

Cette Annexe détaille les expressions générales utilisées pour le calcul des pertes dans les semi-conducteurs de puissance des différentes topologies à base de modules IGBT [TUR][DEL]. L'élévation de température pour les différents éléments de ces derniers est la conséquence directe des pertes occasionnées et détermine in fine la puissance maximale pouvant être transmise par le module. L'expression analytique de l'élévation de température relative au boîtier, au transistor et à la diode de chaque module sera également exprimée.

Les topologies d'onduleur de tension considérées seront les suivantes : onduleur 2 niveaux classique, 2 niveaux avec bras en parallèle, multicellulaire série à 2 cellules, convertisseur clampé par le neutre et multicellulaire superposé.

B.1. EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES PERTES DANS LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les expressions analytiques de calcul des pertes dans les semi-conducteurs de puissance sont dissociées en fonction des phases de conduction et de commutation des interrupteurs.

B.1.a. Présentation et caractéristiques d'un composant IGBT

Le composant IGBT est un interrupteur bidirectionnel en courant. Il est constitué d'un transistor IGBT (Insulated-Gate-Bipolar-Transistor), qui associe les avantages des transistors bipolaires (tension et courant élevés); et ceux des transistors MOSFET (rapidité des commutations, énergie de commande faible), et d'une diode de roue libre antiparallèle. Cette dernière permet la bidirectionnalité en courant du composant.

Le premier chapitre de ce recueil présente en détail ce semi-conducteur de puissance et ses applications. Nous ne nous focalisons pour ce chapitre que sur un schéma équivalent tout à fait basique de ce dernier (Figure B-1). Il comporte un transistor et la diode associée.

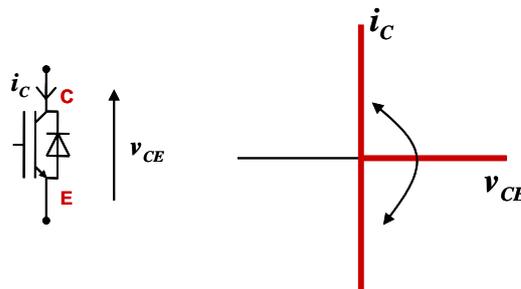


Figure B-1 Schéma équivalent d'un IGBT et condition de fonctionnement

B.1.b. Pertes en conduction

L'expression de la tension entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor lorsqu'il conduit :

$$v_{CE} = v_{CE_0} + R_T \cdot I_c \quad (\text{Eq. B-1})$$

permet de déterminer l'expression analytique des pertes en conduction engendrées par ce dernier :

$$P_{condT} = v_{CE_0} \cdot \bar{I}_T + R_T \cdot I_{effT}^2 \quad (\text{Eq. B-2})$$

\bar{I}_T et I_{eff_T} sont respectivement les valeurs moyenne et efficace du courant circulant à travers le transistor et sont calculées pour les composants de chaque topologie. La tension de seuil du transistor v_{CE_0} , ainsi que sa résistance série R_T , proviennent de la caractéristique à 125°C de la tension de sortie du transistor fournie par le constructeur : $v_{CE} = f(I_C)$.

Une formule équivalente est appliquée dans le cas de la diode :

$$P_{cond D} = v_{D_0} \cdot \bar{I}_D + R_D \cdot I_{eff D}^2 \quad (Eq. B-3)$$

\bar{I}_D et $I_{eff D}$ sont respectivement les valeurs moyenne et efficace du courant circulant à travers la diode et sont calculées pour les composants de chaque topologie. v_{D_0} et R_D sont déterminés grâce à la caractéristique à 125°C de la tension de sortie de la diode antiparallèle $v_F = f(I_F)$.

B.1.c. Pertes en commutation

Pour la commutation du transistor, la fiche technique du constructeur fournit les caractéristiques à 125°C de l'énergie consommée au blocage $E_{off}(I_C)$ et à l'amorçage $E_{on}(I_C)$ pour une tension commutée v_{def} en fonction du courant commuté.

Sur une période de découpage, l'énergie totale absorbée par ce composant à v_{def} correspond donc à la somme des énergies relatives à chaque phénomène:

$$E_{v_{def}}(I_C) = E_{on}(I_C) + E_{off}(I_C) \quad (Eq. B-4)$$

et sera approximée par une parabole de coefficients caractéristiques A , B et C :

$$E_{v_{def}}(I) = (A + B \cdot I + C \cdot I^2) \quad (Eq. B-5)$$

Une loi de proportionnalité est utilisée pour tenir compte de la valeur réelle de la tension commutée v_{com} par le transistor :

$$E(v_{com}, I) = \frac{v_{com}}{v_{def}} \cdot E_{v_{def}}(I) \quad (Eq. B-6)$$

Pour un semi-conducteur commutant à la fréquence de découpage f_{dec} durant l'intervalle de temps $[t_1, t_2]$ de chaque période de modulation T_{mod} , les pertes par commutation valent :

$$P_{com} = \frac{1}{T_{mod}} \cdot \sum_{\{t_1, t_1+T_{com}, \dots, t_2\}} E(v_{com}, I(t))$$

Or la fréquence de découpage est bien supérieure à la fréquence de modulation : $f_{dec} \gg f_{mod}$. Les pas de calcul $\Delta\theta$ de la somme ci-dessus sont par conséquent très faibles. Si $\Delta\theta$ tend vers 0, alors cette somme peut être approximée par une intégrale continue [TUR] :

$$\begin{aligned} P_{com} &\approx \frac{1}{T_{mod}} \cdot \frac{1}{T_{dec}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} E(v_{com}, I(t)) \cdot dt \\ &= \frac{f_{dec}}{T_{mod}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \frac{v_{com}}{v_{def}} \cdot (A + B \cdot I(t) + C \cdot I^2(t)) \cdot dt \\ &= f_{dec} \cdot \frac{v_{com}}{v_{def}} \cdot \left[A \cdot \frac{t_2 - t_1}{T_{mod}} + \frac{B}{T_{mod}} \int_{t_1}^{t_2} I(t) \cdot dt + \frac{C}{T_{mod}} \int_{t_1}^{t_2} I^2(t) \cdot dt \right] \\ &= f_{dec} \cdot \frac{v_{com}}{v_{def}} \cdot \left(A \cdot \frac{t_2 - t_1}{T_{mod}} + B \cdot \bar{I}^{com} + C \cdot I_{eff}^{com2} \right) \end{aligned}$$

soit finalement :

$$P_{com} \approx f_{dec} \cdot \frac{v_{com}}{v_{def}} \cdot (A \cdot \Delta^{com} + B \cdot \bar{I}^{com} + C \cdot I_{eff}^{com^2}) \quad (Eq. B-7)$$

pour laquelle A , B , C , Δ^{com} , \bar{I}^{com} et I_{eff}^{com} sont définis tels que :

✓ $A = A_{ON} + A_{OFF}$; $B = B_{ON} + B_{OFF}$ et $C = C_{ON} + C_{OFF}$ proviennent des caractéristiques fournies par le constructeur,

✓ $[t_1, t_2]$ est l'intervalle de commutation du transistor;

✓ $\Delta^{com} = \frac{t_2 - t_1}{T_{mod}}$ est le rapport entre l'intervalle de commutation et la période de modulation du transistor;

✓ $\bar{I}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_S(t) dt$ est le courant moyen commuté;

✓ $I_{eff}^{com^2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_S^2(t) dt$ est le courant efficace commuté ;

De manière similaire, l'équation (Eq. B-7) permet de déterminer les pertes par commutation relatives à la diode antiparallèle. Les paramètres restent identiques, à l'exception des coefficients de la parabole :

$A = A_{REC}$; $B = B_{REC}$ et $C = C_{REC}$ qui sont déterminés à l'aide de la caractéristique de l'énergie de recouvrement consommée par cette dernière à 125°C et pour v_{def} . Les pertes à l'amorçage des diodes sont négligées.

Quelques remarques préalables à l'utilisation de ces formules sont à effectuer :

✓ f_{dec} correspond à la fréquence de découpage du composant lorsque celui-ci commute. Elle peut s'avérer différente de la fréquence apparente de la tension découpée. Pour un onduleur multicellulaire série 3 niveaux, par exemple, la fréquence apparente est le double de la fréquence de découpage des interrupteurs à cause de l'entrelacement des commandes des deux cellules de commutation.

✓ Il est important de noter également que f_{dec} est la valeur instantanée de la fréquence de découpage et non une moyenne de celle-ci. En effet, certains interrupteurs des structures NPC et SMC ne commutent pas durant la moitié de la période de modulation. La fréquence de découpage moyenne ramenée sur une période de modulation vaut $f_{dec}/2$, mais ceux-ci commutent bien à f_{dec} , soit la fréquence de la porteuse.

✓ La tension commutée v_{com} diffère d'une topologie à une autre. Les semi-conducteurs d'un onduleur 2 niveaux commutent l'intégralité du bus continu (E) ; tandis que ceux d'un convertisseur multicellulaire série 3 niveaux ne bloquent que la moitié de ce dernier ($E/2$).

B.1.d. Températures des semi-conducteurs

L'élévation de température des différents composants d'un semi-conducteur provient des pertes occasionnées ainsi que du nombre d'interrupteurs contenus dans un module IGBT. Les modules les plus utilisés sont des modules duaux, à savoir qu'ils se composent de deux composants IGBT. Ces derniers ont été retenus pour l'étude réalisée et leur modèle thermique (en puissance) est présenté sur la Figure B-2.

a. Température du boîtier

La température du boîtier d'un module IGBT dépend de la température de l'air ambiant $T_{ambient}$, ainsi que des pertes engendrées par les diodes P_{diode} et les transistors $P_{transistor}$ de chaque module

associées aux résistances thermiques du dissipateur R_{th_d} et du contact entre le dissipateur et l'air R_{th_da} . Elle est fonction du nombre de modules IGBT contenus dans un boîtier Nb_IGBT :

$$T_{boîtier} = T_{ambiant} + (R_{th_da} + R_{th_d})(P_{diode} + P_{transistor}) \cdot Nb_IGBT \quad (Eq. B-8)$$

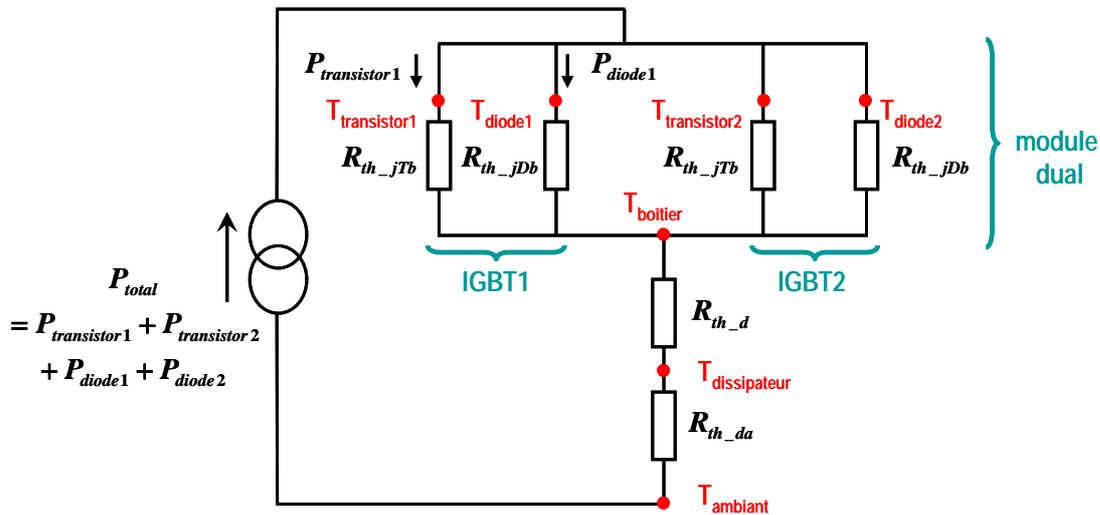


Figure B-2 Modèle thermique d'un module dual d'IGBT

b. Température d'un transistor IGBT

La température de jonction du transistor d'un IGBT est déduite à partir de la température du boîtier du composant $T_{boîtier}$, de sa résistance thermique R_{th_jTb} , ainsi que des pertes qu'il engendre $P_{transistor}$:

$$T_{transistor} = T_{boîtier} + R_{th_jTb} \cdot P_{transistor} \quad (Eq. B-9)$$

c. Température d'une diode

Il en est de même pour la température de jonction d'une diode :

$$T_{diode} = T_{boîtier} + R_{th_jDb} \cdot P_{diode} \quad (Eq. B-10)$$

B.2. COURANTS MOYENS ET EFFICACES DANS LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE DES STRUCTURES 2 NIVEAUX, PARALLELE, CLAMPEE PAR LE NEUTRE, MULTICELLULAIRE SERIE ET MULTICELLULAIRE SUPERPOSE

B.2.a. Hypothèses préalables de calcul et notations

Afin de simplifier le calcul des pertes occasionnées par les semi-conducteurs de puissance, un certain nombre d'hypothèses préalables ont été réalisées. Celles-ci sont énoncées ci-dessous :

✓ La commande des interrupteurs de puissance est une MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) intersective à référence sinusoïdale. La profondeur de modulation est représentée par l'indice k , $k \in [0,1]$;

✓ La charge est considérée linéaire : le courant de charge est sinusoïdal avec une valeur efficace $I = k \cdot I_{eff_max}$ dépendant de la profondeur de modulation ;

Les ondulations de courant et de tension sont négligées ;

✓ Le système est considéré en régime permanent ;

✓ Le déphasage θ entre le courant de phase et la tension simple associée appartient à l'intervalle $[0, \pi]$. Les autres valeurs du déphasage sont prises en compte au paragraphe B.3 ;

✓ Pas de temps morts sur les commandes des IGBTs.

B.2.b. Courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs d'un onduleur 2 niveaux

a. Commande et fonction de modulation

Les Figure B-3 à Figure B-6 présentent l'onduleur 2 niveaux monophasé classique, la commande des interrupteurs de la structure, ainsi que l'allure des courants dans les composants (transistors et diodes) de la topologie en fonction du courant de charge et de la modulante.

Les transistors T_1 et T_2 sont commandés de manière complémentaire et commutent durant l'intégralité de la période de modulation (Figure B-4). La fonction de modulation $f(x)$ exprime l'évolution du rapport cyclique d'un composant par rapport à la période de modulation.

T_1 commute durant l'intégralité de la période de modulation. Le rapport cyclique évolue de manière sinusoïdale durant cet intervalle. Sa valeur initiale vaut $\frac{1}{2}$, ainsi que pour $\theta = \pi$ et $\theta = 2\pi$. Il atteint un maximum en $\theta = \frac{\pi}{2}$ et un minimum en $\theta = \frac{3\pi}{2}$. L'expression de la fonction de modulation se comporte comme un sinus avec une composante continue.

$$f^{T_1}(x) = \frac{1 + k \sin(x)}{2}, \quad x \in [0, 2\pi] \quad (\text{Eq. B-11})$$

Il est effectivement aisé de vérifier que : si $k \rightarrow 1$, alors $f^{T_1}(x) \rightarrow 1$ lorsque $x \rightarrow \frac{\pi}{2}$. De même,

$f^{T_1}(x) \rightarrow 0$ lorsque $x \rightarrow \frac{3\pi}{2}$ pour la même valeur de k .

Le rapport cyclique de T_2 évolue de manière inverse. Sa fonction de modulation prend ainsi la forme :

$$f^{T_2}(x) = 1 - f^{T_1}(x) = \frac{1 - k \sin(x)}{2}, \quad x \in [0, 2\pi] \quad (\text{Eq. B-12})$$

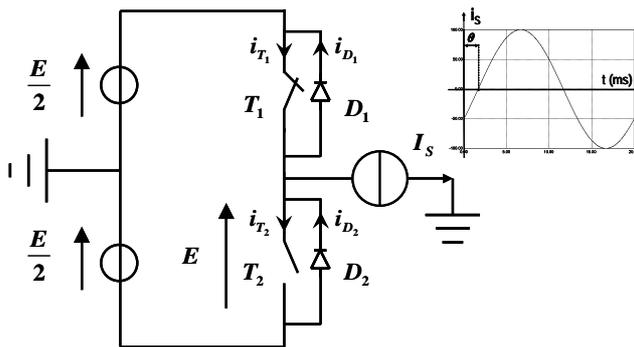


Figure B-3 Onduleur 2 niveaux

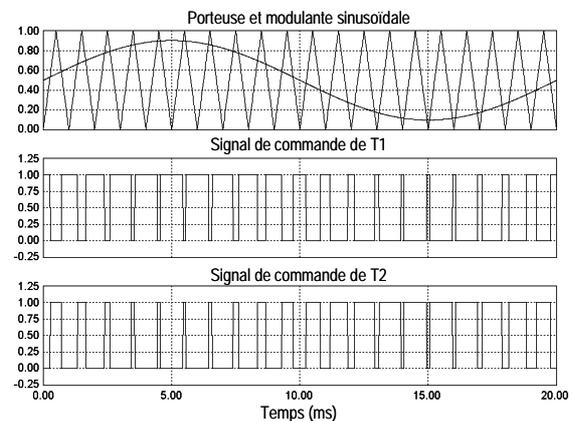


Figure B-4 Porteuse, modulante et signaux de commande des IGBTs d'un onduleur 2 niveaux

b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction

L'expression des courants dans les semi-conducteurs en conduction dépend des intervalles de conduction, de l'expression du courant de charge en fonction de la profondeur de modulation et de la fonction de modulation. Le système ci-dessous présente l'allure générale des courants en conduction pour chaque composant :

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{I}_{composant} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (I_{eff_max} \cdot k \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) \cdot f(x) \cdot dx = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) \cdot f(x) \cdot dx \\ I_{eff_composant} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (I_{eff_max} \cdot k \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta))^2 \cdot f(x) \cdot dx} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta))^2 \cdot f(x) \cdot dx} \end{aligned} \right. \quad (Eq. B-13)$$

avec $I = k \cdot I_{eff_max}$. Pour une profondeur de modulation $k = 1$, on a : $I_S = I_{eff_max} \sqrt{2} \sin(x - \theta)$.
Pour le cas quelconque, on prendra :

$$I_S(x, k) = I_{eff_max} \sqrt{2} k \sin(x - \theta) \quad (Eq. B-14)$$

Les formules ci-dessus, ainsi que l'examen des Figure B-5 et Figure B-6, nous indiquent alors les expressions analytiques nécessaires au calcul des pertes en conduction. Il nous est également possible grâce à certaines symétries des formes d'onde d'effectuer un seul calcul pour plusieurs composants de chaque structure, puisque les valeurs des courants sont identiques. Pour illustrer cette remarque, considérons par exemple les transistors T_1 et T_2 de l'onduleur 2 niveaux.

Le courant moyen en conduction pour T_1 vaut :

$$\begin{aligned} \bar{I}_{T_1} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi} (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) \left(\frac{1 + k \cdot \sin(x)}{2} \right) \cdot dx \\ &= \frac{\sqrt{2}I}{4\pi} \left[\int_{\theta}^{\theta+\pi} \sin(x - \theta) \cdot dx + k \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi} \sin(x - \theta) \cdot \sin(x) \cdot dx \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}I}{4\pi} \left[[-\cos(x - \theta)]_{\theta}^{\theta+\pi} + \frac{k}{2} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi} [\cos(\theta) - \cos(2x - \theta)] \cdot dx \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}I}{4\pi} \left[(\cos(0) - \cos(\pi)) + \frac{k}{2} \left[\cos(\theta) \cdot x - \frac{\sin(2x - \theta)}{2} \right]_{\theta}^{\theta+\pi} \right] \\ \bar{I}_{T_1} &= \frac{\sqrt{2}I}{4\pi} \left[2 + \frac{k\pi}{2} \cos(\theta) \right] \end{aligned}$$

Pour obtenir celui de T_2 , il suffit d'effectuer un changement de variable. L'expression théorique est la suivante :

$$\bar{I}_{T_2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta+\pi}^{\theta+2\pi} (-I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) \left(\frac{1 - k \cdot \sin(x)}{2} \right) \cdot dx$$

si nous posons $x = u + \pi$ alors $dx = du$ et l'intégrale devient :

$$\begin{aligned} \bar{I}_{T_2} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi} (-I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(u + \pi - \theta)) \left(\frac{1 - k \cdot \sin(u + \pi)}{2} \right) \cdot du \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi} (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(u - \theta)) \left(\frac{1 + k \cdot \sin(u)}{2} \right) \cdot du = \bar{I}_{T_1} \end{aligned}$$

Par la suite, les détails de calcul ne sont pas indiqués et les expressions sont regroupées et exposées dans leurs versions finales.

Les deux sous-paragraphes ci-dessous regroupent l'ensemble des courants moyens et efficaces en conduction dans les semi-conducteurs de la structure 2 niveaux.

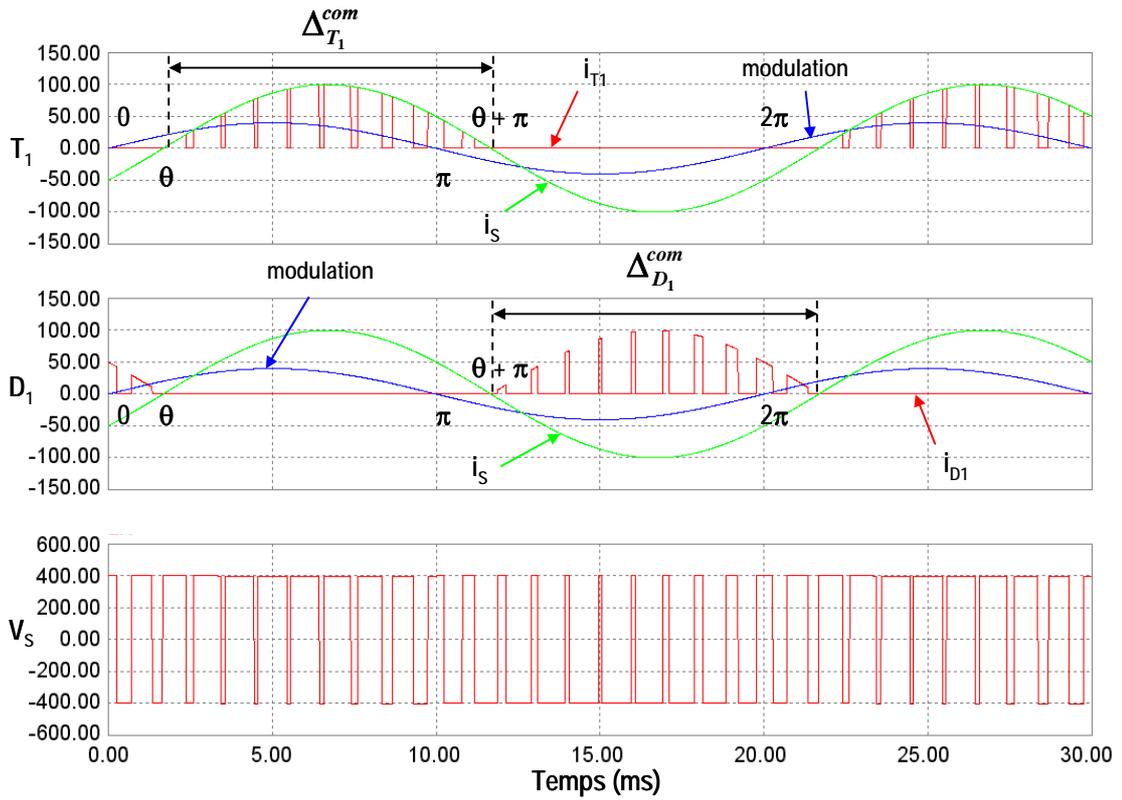


Figure B-5 Courants dans les éléments de l'IGBT supérieure et tension découplée – onduleur 2 niveaux

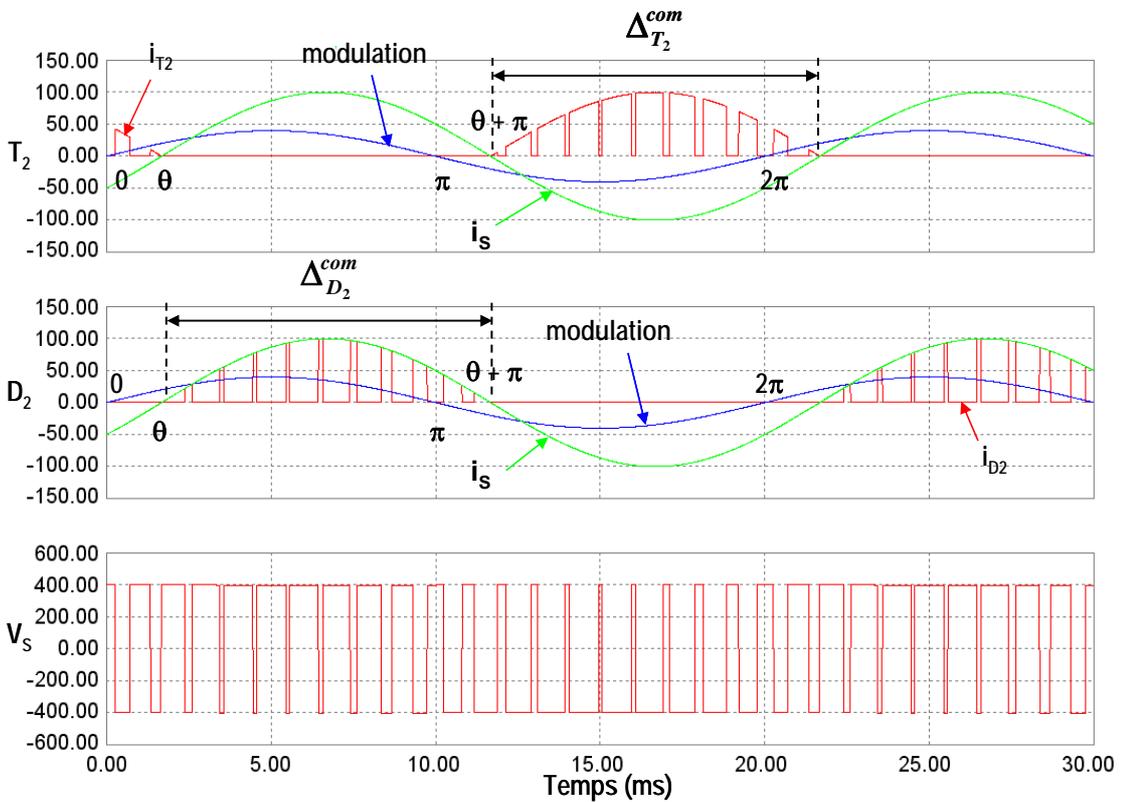


Figure B-6 Courants dans les éléments de l'IGBT inférieure et tension découplée – onduleur 2 niveaux

Courants moyens :

$$\bar{I}_{T_1} = \bar{I}_{T_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} \left(I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \right) \left(\frac{1 + k \cdot \sin(x)}{2} \right) dx = \frac{I \cdot \sqrt{2}}{4\pi} \left[2 + \frac{k}{2} \cdot \pi \cdot \cos(\theta) \right]$$

$$\bar{I}_{D_1} = \bar{I}_{D_2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \left(I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \right) \left(\frac{1 - k \cdot \sin(x)}{2} \right) dx = I \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} - \bar{I}_{T_1} = \frac{I \cdot \sqrt{2}}{4\pi} \left[2 - \frac{k}{2} \cdot \pi \cdot \cos(\theta) \right]$$

Courants efficaces :

$$I_{eff\ T_1} = I_{eff\ T_2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} \left(I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \right)^2 \cdot \frac{1 + k \cdot \sin(x)}{2} dx} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{12\pi} \left[\frac{3\pi}{k} + 8\cos(\theta) \right]}$$

$$I_{eff\ D_1} = I_{eff\ D_2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \left(I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \right)^2 \cdot \frac{1 - k \cdot \sin(x)}{2} dx} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{12\pi} \left[\frac{3\pi}{k} - 8\cos(\theta) \right]}$$

c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation

L'expression des courants dans les semi-conducteurs en commutation dépend également des intervalles de commutation et de l'expression du courant de charge en fonction de la profondeur de modulation :

$$\begin{cases} \bar{I}_{composant}^{com} = \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \cdot dx \\ I_{eff\ composant}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} \left(I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \right)^2 \cdot dx} \end{cases} \quad (Eq. B-15)$$

Nous réalisons la même démarche que lors du calcul des expressions des courants en conduction. Dans le cas du convertisseur 2 niveaux, nous obtenons :

Intervalles de commutation :

Les intervalles de commutation sont obtenus au regard des Figure B-5 et Figure B-6.

$$T_1 \text{ commute durant l'intervalle } [\theta, \theta + \pi]: \quad \Delta_{T_1}^{com} = \Delta_{T_2}^{com} = \frac{\pi}{2\pi} = \frac{1}{2}$$

$$D_2 \text{ commute durant l'intervalle } [\theta, \theta + \pi]: \quad \Delta_{D_1}^{com} = \Delta_{D_2}^{com} = \frac{\pi}{2\pi} = \frac{1}{2}$$

Courants moyens commutés:

$$\bar{I}_{T_1}^{com} = \bar{I}_{T_2}^{com} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{\pi}$$

$$\bar{I}_{D_1}^{com} = \bar{I}_{D_2}^{com} = \frac{I \sqrt{2}}{\pi}$$

Courants efficaces commutés :

$$I_{eff\ T_1}^{com} = I_{eff\ T_2}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

$$I_{eff\ D_1}^{com} = I_{eff\ D_2}^{com} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

B.2.c. Cas des onduleurs multicellulaire série et parallèle

Les expressions analytiques des courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs des convertisseurs multicellulaire série 3 niveaux et parallèle peuvent être directement déduites de celles d'un onduleur 2 niveaux. Une simple observation des structures permet de déterminer les similitudes de fonctionnement. Les expressions des courants et les intervalles de commutation ne sont pas indiqués pour ces structures, mais nous identifions clairement les changements à effectuer.

a. Analogies de fonctionnement entre les onduleurs 2 niveaux et multicellulaire série

De manière générale, le convertisseur multicellulaire série 3 niveaux peut être considéré comme un convertisseur 2 niveaux avec deux cellules adjacentes, comme le montre la Figure B-7.

Les deux interrupteurs de chaque cellule commutent également de manière complémentaire durant toute la période de modulation. Les ordres de commande de la première cellule sont identiques à ceux de l'onduleur 2 niveaux ; ceux de la seconde sont déphasés de π . Les rapports cycliques de ces dernières sont donc similaires et le même courant circule à travers chaque cellule.

Par conséquent, les expressions des courants moyens et efficaces pour ce convertisseur sont analogues à celles de l'onduleur 2 niveaux, puisque les deux cellules sont indépendantes par rapport à la circulation du courant. La différence majeure réside dans la valeur de la tension commutée. En effet, les semi-conducteurs de chaque cellule ne bloquent que la moitié de la tension d'un onduleur 2 niveaux. Cette constatation n'a donc d'influence que pour les pertes par commutation.

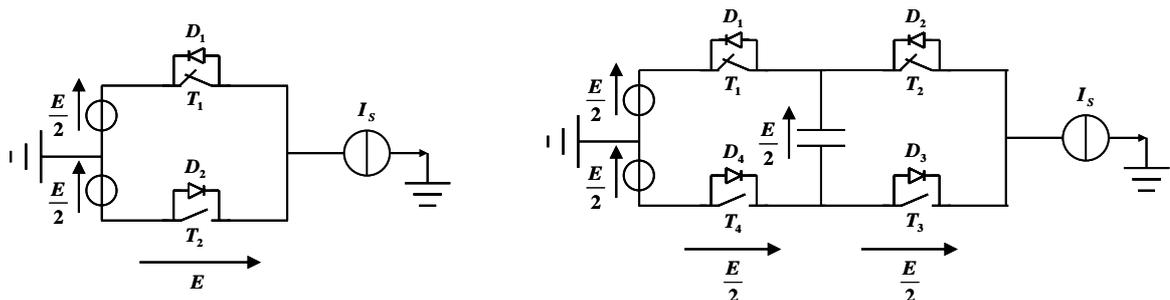


Figure B-7 Onduleurs 2 niveaux (gauche) et multicellulaire série 3 niveaux (droite)

b. Analogies de fonctionnement entre les onduleurs 2 niveaux et parallèle

De la même manière, la structure parallèle est un convertisseur 2 niveaux avec deux bras connectés en parallèle (Figure B-8). Les ordres de commande du 1^{er} bras sont identiques à ceux du convertisseur 2 niveaux ; ceux du 2nd sont déphasés de π . Les rapports cycliques des bras sont également égaux. Chacun d'eux est connecté au bus continu, donc les semi-conducteurs bloquent également l'intégralité de celui-ci.

Dans le cas du convertisseur parallèle, la différence réside dans les expressions des courants moyens et efficaces. En effet, chaque bras ne conduit que la moitié du courant par rapport à la structure 2 niveaux. Cette constatation a donc un impact direct sur les expressions des courants, et plus particulièrement les intégrales pour lesquelles I doit être remplacé par $I/2$.

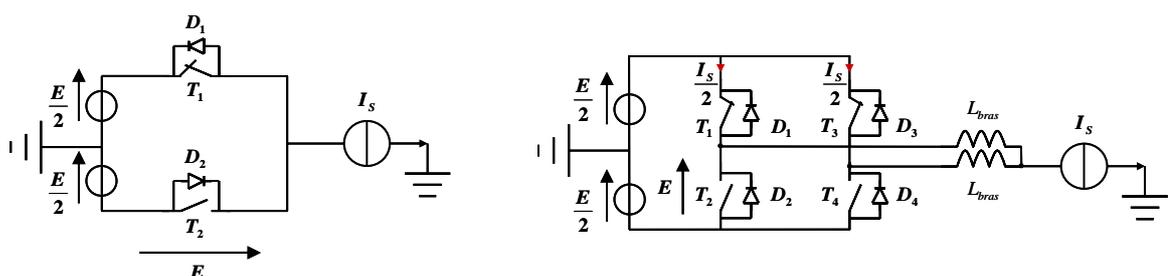


Figure B-8 Onduleurs 2 niveaux (gauche) et parallèle (droite)

B.2.d. Courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs d'un onduleur NPC

Le fonctionnement des onduleurs clampé par le neutre et multicellulaire superposé 3 niveaux diffère de celui des trois autres structures. Il est plus complexe de par la commande utilisée, mais également du fait de l'interaction entre les différents composants des semi-conducteurs de puissance. Ce paragraphe est dédié au convertisseur NPC.

a. Commande et fonction de modulation

Les Figure B-9 à Figure B-13 présentent l'onduleur clampé par le neutre, la commande des interrupteurs de la structure, ainsi que l'allure des courants dans les composants (transistors et diodes) de la topologie en fonction du courant de charge et de la modulante. Les semi-conducteurs T_1 et T_4 sont référencés comme interrupteurs externes ; et T_2 et T_3 comme interrupteurs internes.

Les transistors T_1 et T_3 , ainsi que T_2 et T_4 sont commandés de manière complémentaire et commutent durant seulement la moitié de la période de modulation (Figure B-10 et Figure B-12).

En effet, lorsqu'une tension de sortie positive est désirée, T_1 et T_3 sont activés alternativement, T_2 est maintenu à l'état passant et T_4 à l'état bloqué. La valeur de V_s dépend uniquement de l'état des deux premiers transistors : si T_1 est ON, T_3 est OFF et la tension découpée vaut $E/2$. Dans le cas inverse, celle-ci est nulle. La détermination du composant, diode ou transistor d'un IGBT, par lequel circule le courant de charge s'effectue ensuite en fonction du signe de ce dernier.

A l'inverse, pour une tension découpée négative, T_2 et T_4 commutent, T_1 est toujours ON et T_3 toujours OFF.

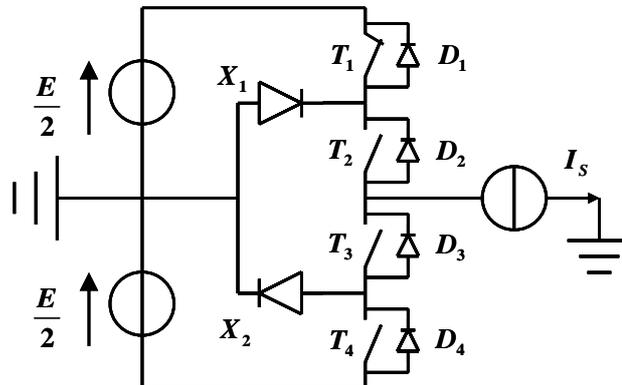


Figure B-9 Onduleur clampé par le neutre (NPC)

Les Figure B-11 et Figure B-13, ainsi que le Tableau B-1 résumant le fonctionnement du convertisseur NPC en fonction du déphasage du courant de charge.

Sens du courant	Le courant circule à travers...	Durant l'intervalle...	Tension découpée désirée
$I_s > 0$	T_1, T_2	$[0, \pi]$	$E/2$
	X_1, T_2	$[0, \pi]$ et $[\pi, \pi + \theta]$	0
	D_4, D_3	$[\pi, \pi + \theta]$	$-E/2$
$I_s < 0$	T_3, T_4	$[\pi + \theta, 2\pi]$	$-E/2$
	T_3, X_2	$[\pi + \theta, 2\pi]$ et $[0, \theta]$	0
	D_2, D_1	$[0, \theta]$	$E/2$

Tableau B-1 Phases de fonctionnement de l'onduleur NPC en fonction du déphasage

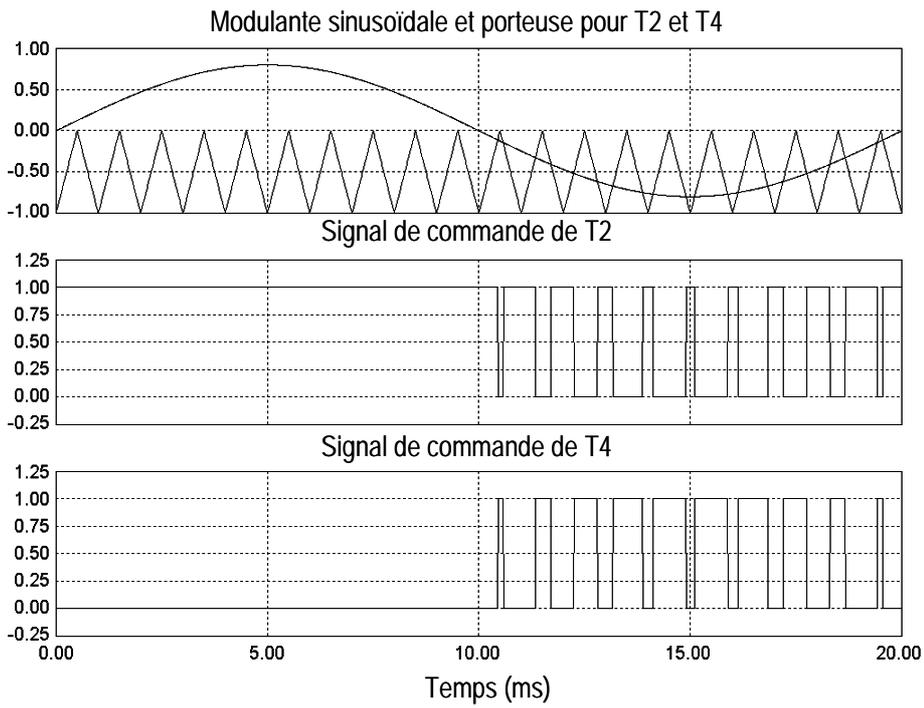


Figure B-12 Porteuse, modulante et signaux de commande des IGBTs T2 et T4 d'un onduleur NPC

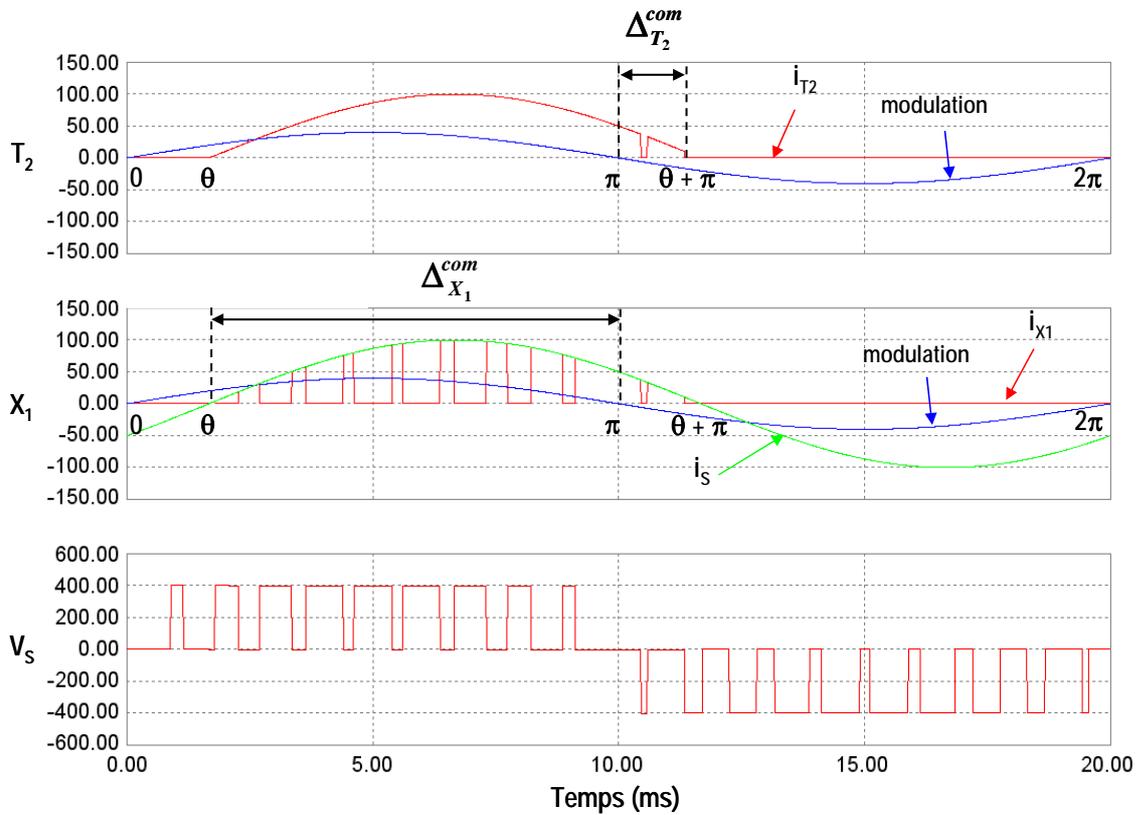


Figure B-13 Courants dans le transistor de l'IGBT interne T2 et la diode X1 et tension découplée – onduleur NPC

Les impulsions de commande sur T_1 apparaissent durant la moitié de la période de modulation entre 0 et π uniquement. Le rapport cyclique évolue de manière sinusoïdale durant cet intervalle. Sa valeur initiale vaut 0, ainsi que pour $\theta = \pi$. Il atteint un maximum en $\theta = \pi/2$. Sa fonction de modulation évolue donc de manière sinusoïdale :

$$f^{T_1}(x) = k \sin(x) , \quad x \in [0, \pi] \quad (\text{Eq. B-16})$$

La fonction de modulation de T_3 est l'inverse de cette dernière.

De la même manière, T_2 commute entre π et 2π uniquement. La valeur initiale du rapport cyclique est égale à un maximum pour ces deux extrémités et il atteint son minimum en $\theta = 3\pi/2$. Sa fonction de modulation évolue comme un sinus, mais comme la modulante est négative pour cet intervalle, nous obtenons :

$$f^{T_2}(x) = 1 + k \sin(x) , \quad x \in [\pi, 2\pi] \quad (\text{Eq. B-17})$$

La fonction de modulation de T_4 est l'opposée de celle-ci.

Finalement, la dernière fonction de modulation est quelque peu complexe. X_1 se comporte comme T_3 entre 0 et π et comme T_2 entre π et 2π .

b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction

Les deux sous-paragraphes ci-dessous regroupent l'ensemble des courants moyens et efficaces en conduction dans les semi-conducteurs de la structure NPC.

Courants moyens :

$$\bar{I}_{T_1} = \bar{I}_{T_4} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) (k \cdot \sin(x)) dx = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot [(\pi - \theta) \cdot \cos(\theta) + \sin(\theta)]$$

$$\bar{I}_{D_1} = \bar{I}_{D_2} = \bar{I}_{D_3} = \bar{I}_{D_4} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta ((-I) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) (k \cdot \sin(x)) dx = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot [\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)]$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{X_1} = \bar{I}_{X_2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) (1 - k \cdot \sin(x)) dx + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{\pi+\theta} (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta)) (1 + k \cdot \sin(x)) dx \\ \bar{I}_{X_1} &= \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot \left[\frac{4}{k} - (\pi - 2\theta) \cdot \cos(\theta) - 2 \sin(\theta) \right] \end{aligned}$$

$$\bar{I}_{T_2} = \bar{I}_{T_3} = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{\pi+\theta} I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) dx + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{\pi+\theta} I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta) \cdot (1 + k \cdot \sin(x)) dx$$

$$\bar{I}_{T_2} = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot \left[\frac{4}{k} + \theta \cdot \cos(\theta) - \sin(\theta) \right]$$

Courants efficaces :

$$I_{eff T_1} = I_{eff T_4} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta))^2 \cdot k \cdot \sin(x) dx} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{2\pi} \cdot \left[1 + \frac{4}{3} \cos(\theta) + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

$$I_{eff D_1} = I_{eff D_2} = I_{eff D_3} = I_{eff D_4} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta (I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(x - \theta))^2 \cdot k \cdot \sin(x) dx}$$

$$I_{eff D_1} = I_{eff D_2} = I_{eff D_3} = I_{eff D_4} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{2\pi} \left[1 - \frac{4}{3} \cos(\theta) + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

$$I_{eff X_1} = I_{eff X_2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} (I \sqrt{2} \sin(x-\theta))^2 (1-k \sin(x)) dx + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\theta} (I \sqrt{2} \sin(x-\theta))^2 (1+k \sin(x)) dx}$$

$$I_{eff X_1} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{k}{\pi} \left[1 + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

$$I_{eff T_2} = I_{eff T_3} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(x-\theta) dx + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\theta} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(x-\theta) \cdot (1+k \sin(x)) dx}$$

$$I_{eff T_2} = I \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{k}{2\pi} \left(-1 + \frac{4}{3} \cos(\theta) - \frac{\cos(2\theta)}{3} \right)}$$

c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation

Quelques remarques préalables sont à formuler concernant la définition des intervalles de commutation, avant de calculer les courants moyens et efficaces dans les composants :

✓ La forme d'onde du courant circulant dans la diode clampée X_1 est spéciale. Bien que le courant soit continuellement découpé durant l'intervalle $[\theta, \pi + \theta]$, les pertes par commutation dans la diode n'apparaissent qu'entre θ et π . Entre π et $\pi + \theta$, les commutations sont assurées par T_2 et D_4 , et n'entraînent pas de pertes significatives pour X_1 .

✓ Durant $[0, \theta]$, D_1 et D_2 commutent. Bien que le courant de charge soit continuellement découpé, la tension aux bornes de D_2 est nulle, car T_2 est passant. Ainsi, D_1 bloque l'intégralité du demi-bus continu et aucune perte n'est générée par D_2 .

✓ La même remarque peut être formulée pour D_3 et D_4 concernant l'intervalle $[\pi, \pi + \theta]$. D_3 ne génère aucune perte par commutation.

Intervalles de commutation :

$$T_1 \text{ et } T_4 \text{ commutent durant l'intervalle } [\theta, \pi]: \quad \Delta_{T_1}^{com} = \Delta_{T_4}^{com} = \frac{\pi - \theta}{2\pi}$$

$$D_1, D_2, D_3 \text{ et } D_4 \text{ commutent durant l'intervalle } [0, \theta]: \quad \Delta_{D_1}^{com} = \Delta_{D_2}^{com} = \Delta_{D_3}^{com} = \Delta_{D_4}^{com} = \frac{\theta}{2\pi}$$

$$T_2 \text{ et } T_3 \text{ commutent durant l'intervalle } [\pi, \pi + \theta]: \quad \Delta_{T_2}^{com} = \Delta_{T_3}^{com} = \frac{\theta}{2\pi}$$

$$X_1 \text{ et } X_2 \text{ commutent durant l'intervalle } [\theta, \pi]: \quad \Delta_{X_1}^{com} = \Delta_{X_2}^{com} = \frac{\pi - \theta}{2\pi}$$

Les deux sous-paragraphes ci-dessous regroupent l'ensemble des courants moyens et efficaces en commutation dans les semi-conducteurs de la structure NPC.

Courants moyens commutés:

$$I_{T_1}^{com} = I_{T_4}^{com} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

$$I_{T_2}^{com} = I_{T_3}^{com} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\theta} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 - \cos(\theta))$$

$$I_{D_1}^{com} = I_{D_2}^{com} = I_{D_3}^{com} = I_{D_4}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\theta I\sqrt{2} \cdot (-\sin(\alpha - \theta)) \cdot d\alpha = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 - \cos(\theta))$$

$$I_{X_1}^{com} = I_{X_2}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_\theta^\pi I\sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

Courants efficaces commutés :

$$I_{eff\ T_1}^{com} = I_{eff\ T_4}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_\theta^\pi 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\pi - \theta + \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

$$I_{eff\ T_2}^{com} = I_{eff\ T_3}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_\pi^{\pi+\theta} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

$$I_{eff\ D_1}^{com} = I_{eff\ D_2}^{com} = I_{eff\ D_3}^{com} = I_{eff\ D_4}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\theta 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]}$$

$$I_{eff\ X_1}^{com} = I_{eff\ X_2}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_\theta^\pi 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\pi - \theta + \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

B.2.e. Cas d'un onduleur multicellulaire superposé

a. Analogies de fonctionnement

Les expressions analytiques des courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs d'un convertisseur SMC 3 niveaux peuvent être directement déduites de celles d'un convertisseur clampé par le neutre. Une simple observation des deux structures permet de déterminer les éléments des modules IGBT qui ont des fonctionnements similaires.

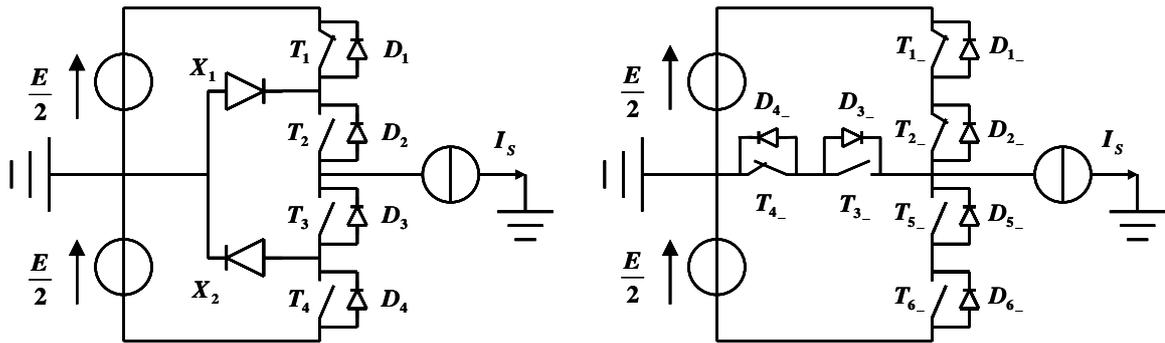


Figure B-14 Comparaison de fonctionnement des convertisseurs NPC (gauche) et SMC (droite)

En effet, la commande des deux onduleurs est strictement identique, excepté que les signaux de commande ne correspondent pas aux mêmes interrupteurs pour le SMC. Nous pouvons observer que :

- ✓ $T_{1_}$ et $T_{2_}$ possèdent les mêmes signaux de commande que T_1 ;
- ✓ $T_{5_}$ et $T_{6_}$ possèdent les mêmes signaux de commande que T_4 ;
- ✓ $T_{3_}$ possède les mêmes signaux de commande que T_3 ;
- ✓ $T_{4_}$ possède les mêmes signaux de commande que T_2 ;

Les semi-conducteurs de la branche médiane du convertisseur SMC sont deux composants IGBT classiques connectés en série et tête-bêche de sorte à créer un interrupteur bidirectionnel au blocage. Ils assurent la même fonction que les interrupteurs internes et les diodes connectées au neutre de la structure NPC. Les phases de fonctionnement des éléments du convertisseur SMC en fonction du déphasage sont regroupées dans le tableau ci-dessous et illustrées par les Figure B-15 et Figure B-16.

Sens du courant	Le courant circule à travers...	Durant l'intervalle...	Tension découpée désirée
$I_s > 0$	$T_{1_}, T_{2_}$	$[\theta, \pi]$	$E/2$
	$T_{4_}, D_{3_}$	$[\theta, \pi]$ et $[\pi, \pi + \theta]$	0
	$D_{5_}, D_{6_}$	$[\pi, \pi + \theta]$	$-E/2$
$I_s < 0$	$T_{5_}, T_{6_}$	$[\pi + \theta, 2\pi]$	$-E/2$
	$T_{3_}, D_{4_}$	$[\pi + \theta, 2\pi]$ et $[0, \theta]$	0
	$D_{2_}, D_{1_}$	$[0, \theta]$	$E/2$

Tableau B-2 Phases de fonctionnement de l'onduleur SMC en fonction du déphasage

L'observation des deux structures nous permet de dire que celles-ci génèrent en sortie une forme d'onde identique. De fait, les courants instantanés dans les différents composants comportent des analogies :

$$\begin{aligned}
 i_{T_{1_}} = i_{T_{2_}} = i_{T_1} & & i_{D_{1_}} = i_{D_{2_}} = i_{D_1} & & i_{T_{4_}} = i_{D_{3_}} = i_{X_1} \\
 i_{T_{5_}} = i_{T_{6_}} = i_{T_4} & & i_{D_{5_}} = i_{D_{6_}} = i_{D_4} & & i_{T_{3_}} = i_{D_{4_}} = i_{X_2}
 \end{aligned} \quad (Eq. B-18)$$

Ces analogies, combinées à la symétrie des motifs de commande présentée en début de paragraphe, impliquent qu'en conduction on a :

pour les courants moyens :

$$\begin{cases}
 \bar{I}_{T_{1_}} = \bar{I}_{T_{2_}} = \bar{I}_{T_{5_}} = \bar{I}_{T_{6_}} = \bar{I}_{T_1} \\
 \bar{I}_{D_{1_}} = \bar{I}_{D_{2_}} = \bar{I}_{D_{5_}} = \bar{I}_{D_{6_}} = \bar{I}_{D_1} \\
 \bar{I}_{T_{4_}} = \bar{I}_{D_{3_}} = \bar{I}_{T_{3_}} = \bar{I}_{D_{4_}} = \bar{I}_{X_1}
 \end{cases} \quad (Eq. B-19)$$

pour les courants efficaces :

$$\begin{cases}
 I_{eff\ T_{1_}} = I_{eff\ T_{2_}} = I_{eff\ T_{5_}} = I_{eff\ T_{6_}} = I_{eff\ T_1} \\
 I_{eff\ T_{1_}} = I_{eff\ D_{2_}} = I_{eff\ D_{5_}} = I_{eff\ D_{6_}} = I_{eff\ D_1} \\
 I_{eff\ T_{4_}} = I_{eff\ D_{3_}} = I_{eff\ T_{3_}} = I_{eff\ D_{4_}} = I_{eff\ X_1}
 \end{cases} \quad (Eq. B-20)$$

Néanmoins, il est à noter que les quantités utilisées pour évaluer les pertes en commutation ne répondent pas exactement aux mêmes règles. En effet, il convient de regarder plus attentivement les formes d'ondes des courants et tensions aux bornes des semi-conducteurs du SMC :

- ✓ Durant l'intervalle $[0, \theta]$ les commutations sont activées par $T_{3_}$, ou $D_{1_}$ et $D_{2_}$ en série ;
- ✓ Durant l'intervalle $[\theta, \pi]$ les commutations sont activées par $T_{1_}$ et $T_{2_}$ en série, ou $D_{3_}$;
- ✓ Durant l'intervalle $[\pi, \pi + \theta]$ les commutations sont activées par $T_{4_}$, ou $D_{5_}$ et $D_{6_}$ en série ;
- ✓ Durant l'intervalle $[\pi + \theta, 2\pi]$ les commutations sont activées par $T_{5_}$ et $T_{6_}$ en série, ou $D_{4_}$.

Ces affirmations sont illustrées par les Figure B-15 et Figure B-16.

L'ensemble de ces remarques et observations nous permet d'identifier les expressions analytiques des courants dans les semi-conducteurs de l'onduleur SMC. Les détails sont regroupés dans les 2 paragraphes suivants.

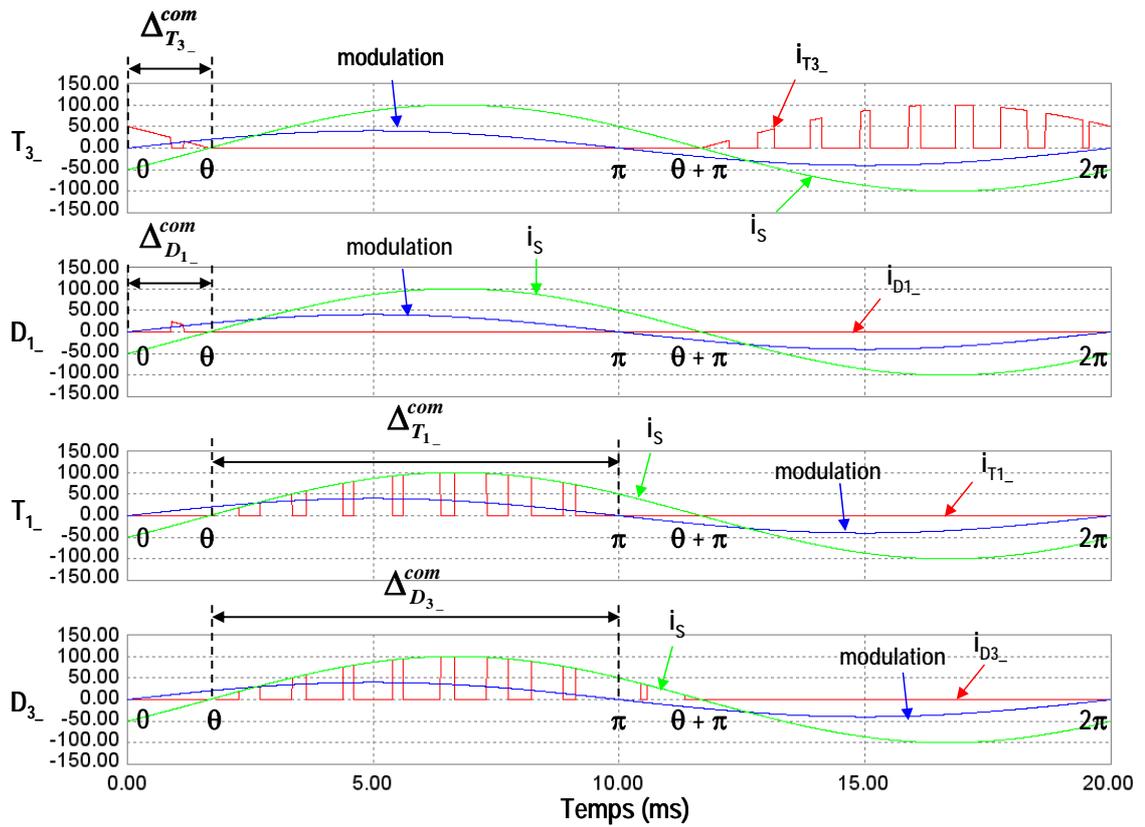


Figure B-15 Courants dans les éléments des IGBTs complémentaires 1 et 3 – onduleur SMC

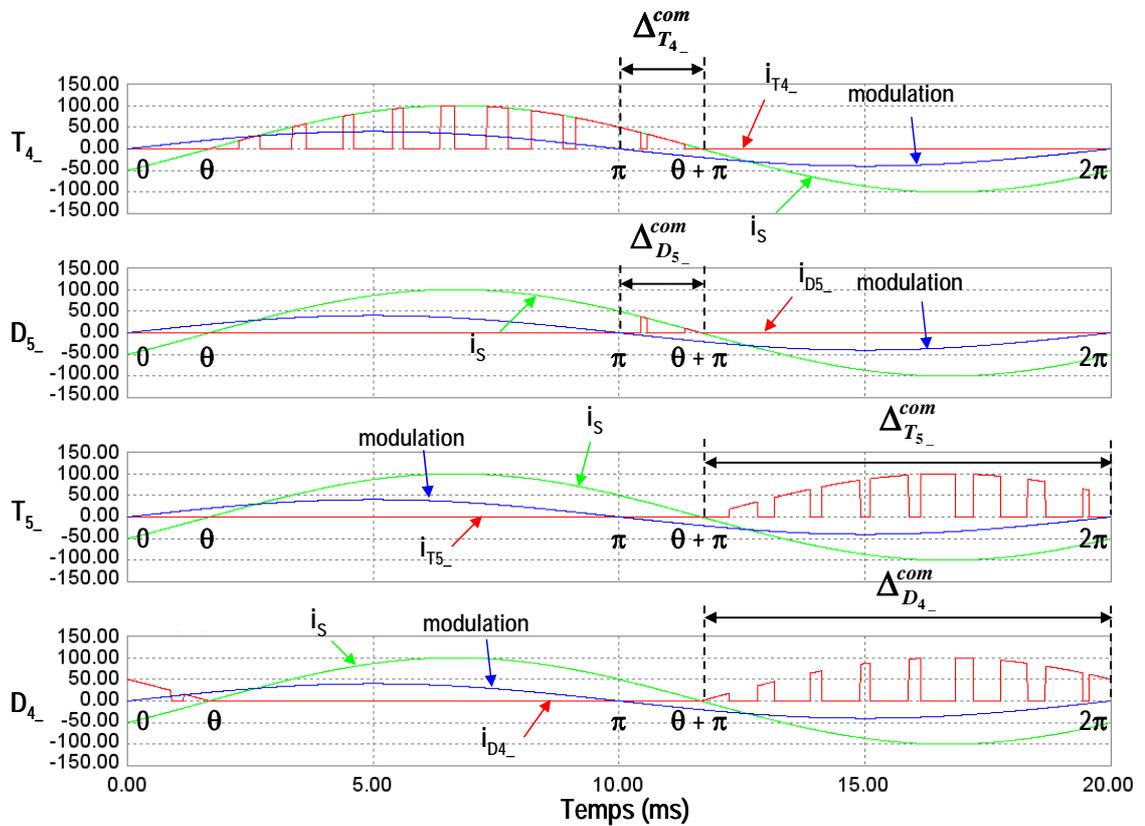


Figure B-16 Courants dans les éléments des IGBTs complémentaires 4 et 5 – onduleur SMC

b. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en conduction

Courants moyens :

$$\bar{I}_{T_{1-}} = \bar{I}_{T_{2-}} = \bar{I}_{T_{5-}} = \bar{I}_{T_{6-}} = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot [(\pi - \theta) \cdot \cos(\theta) + \sin(\theta)]$$

$$\bar{I}_{D_{1-}} = \bar{I}_{D_{2-}} = \bar{I}_{D_{5-}} = \bar{I}_{D_{6-}} = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot [\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)]$$

$$\bar{I}_{T_{4-}} = \bar{I}_{D_{3-}} = \bar{I}_{T_{3-}} = \bar{I}_{D_{4-}} = \frac{I \cdot \sqrt{2} \cdot k}{4\pi} \cdot \left[\frac{4}{k} - (\pi - 2\theta) \cdot \cos(\theta) - 2 \sin(\theta) \right]$$

Courants efficaces :

$$I_{eff T_{1-}} = I_{eff T_{2-}} = I_{eff T_{5-}} = I_{eff T_{6-}} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{2\pi} \cdot \left[1 + \frac{4}{3} \cos(\theta) + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

$$I_{eff D_{1-}} = I_{eff D_{2-}} = I_{eff D_{5-}} = I_{eff D_{6-}} = I \cdot \sqrt{\frac{k}{2\pi} \cdot \left[1 - \frac{4}{3} \cos(\theta) + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

$$I_{eff T_{4-}} = I_{eff D_{3-}} = I_{eff T_{3-}} = I_{eff D_{4-}} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{k}{\pi} \cdot \left[1 + \frac{1}{3} \cos(2\theta) \right]}$$

c. Expressions des courants dans les semi-conducteurs en commutation

Intervalles de commutation :

Semi-conducteurs externes :

$$\Delta_{T_{1-}}^{com} = \Delta_{T_{2-}}^{com} = \Delta_{T_{5-}}^{com} = \Delta_{T_{6-}}^{com} = \frac{\pi - \theta}{2\pi}$$

$$\Delta_{D_{1-}}^{com} = \Delta_{D_{2-}}^{com} = \Delta_{D_{5-}}^{com} = \Delta_{D_{6-}}^{com} = \frac{\theta}{2\pi}$$

Semi-conducteurs internes :

$$\Delta_{T_{3-}}^{com} = \Delta_{T_{4-}}^{com} = \frac{\theta}{2\pi}$$

$$\Delta_{D_{3-}}^{com} = \Delta_{D_{4-}}^{com} = \frac{\pi - \theta}{2\pi}$$

Courants moyens commutés:

Semi-conducteurs externes :

$$\bar{I}_{T_{1-}}^{com} = \bar{I}_{T_{2-}}^{com} = \bar{I}_{T_{5-}}^{com} = \bar{I}_{T_{6-}}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

$$\bar{I}_{D_{1-}}^{com} = \bar{I}_{D_{2-}}^{com} = \bar{I}_{D_{5-}}^{com} = \bar{I}_{D_{6-}}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta} I \sqrt{2} \cdot (-\sin(\alpha - \theta)) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 - \cos(\theta))$$

Semi-conducteurs internes :

$$\bar{I}_{T_{3-}}^{com} = \bar{I}_{T_{4-}}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 - \cos(\theta))$$

$$\bar{I}_{D_{3-}}^{com} = \bar{I}_{D_{4-}}^{com} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} I \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha - \theta) \cdot d\alpha = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

Courants efficaces commutés :

Semi-conducteurs externes :

$$I_{eff\ T_{1_}}^{com} = I_{eff\ T_{2_}}^{com} = I_{eff\ T_{5_}}^{com} = I_{eff\ T_{6_}}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\pi - \theta + \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

$$I_{eff\ D_{1_}}^{com} = I_{eff\ D_{2_}}^{com} = I_{eff\ D_{5_}}^{com} = I_{eff\ D_{6_}}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]}$$

Semi-conducteurs internes :

$$I_{eff\ T_{3_}}^{com} = I_{eff\ T_{4_}}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

$$I_{eff\ D_{3_}}^{com} = I_{eff\ D_{4_}}^{com} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} 2 \cdot I^2 \cdot \sin^2(\alpha - \theta) \cdot d\alpha} = I \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\pi - \theta + \frac{\sin(2\theta)}{2} \right)}$$

B.3. FORMULES DE CALCUL DES PERTES POUR LES REDRESSEURS CLASSIQUES ET MULTINIVEAUX

La Figure B-17 illustre les formes d'onde du courant de phase et de la tension découpée pour deux valeurs du déphasage : $\theta = +30^\circ$ et -30° pour un onduleur NPC.

Nous observons que le second ensemble de formes d'onde est obtenu à partir du premier en appliquant une symétrie à $t=15ms$. Cette constatation permet d'effectuer un certain nombre de remarques :

- ✓ Les courants moyens et efficaces dans les semi-conducteurs sont identiques dans les deux cas ;
- ✓ Chaque cycle fermeture/ouverture des interrupteurs pour $\theta = +30^\circ$ correspond à un cycle ouverture/fermeture des mêmes semi-conducteurs pour $\theta = -30^\circ$. Cette remarque est illustrée par la Figure B-18, qui correspond à un agrandissement des courbes contenues dans les carrés noirs de la Figure B-17 par rapport à l'axe de symétrie. Ceci entraîne que la valeur du courant de charge pour une fermeture des semi-conducteurs dans le premier cas n'est pas égale à la valeur du courant pour une fermeture dans le second. Néanmoins, il est à noter que la fréquence de découpage est bien supérieure à la fréquence de la modulante pour les applications étudiées. Les pertes par commutation pour un déphasage négatif sont donc considérées comme identiques à celles d'un déphasage positif, même si les commutations ont lieu dans un ordre posé.

Pour généraliser, nous pouvons dire que les pertes peuvent être calculées, quelle que soit la valeur du déphasage, en remplaçant la valeur de θ par : $\pi - abs(\pi - mod(\theta, 2\pi))$.

En effet,

- ✓ Si $\theta \in [0, \pi]$, alors $mod(\theta, 2\pi) = \theta$ et $\pi - abs(\pi - \theta) = \theta$;
- ✓ Si $\theta \in [-\pi, 0]$, alors $mod(\theta, 2\pi) = \theta + 2\pi$ et $\pi - abs(\pi - \theta - 2\pi) = \pi - \pi - \theta = -\theta$, valeur qui appartient à l'intervalle $[0, \pi]$.

Finalement, le calcul des pertes dans le cas des redresseurs peut être réalisé en considérant les pertes des onduleurs en mode de freinage.

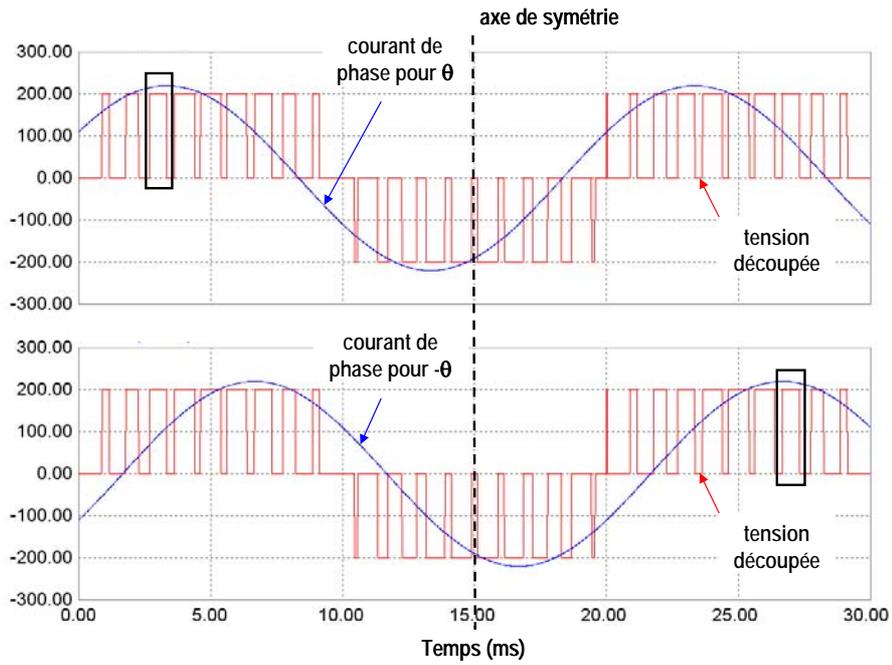


Figure B-17 Courant de charge et tension déconnectée pour $\theta = +30^\circ$ et -30° pour un convertisseur NPC

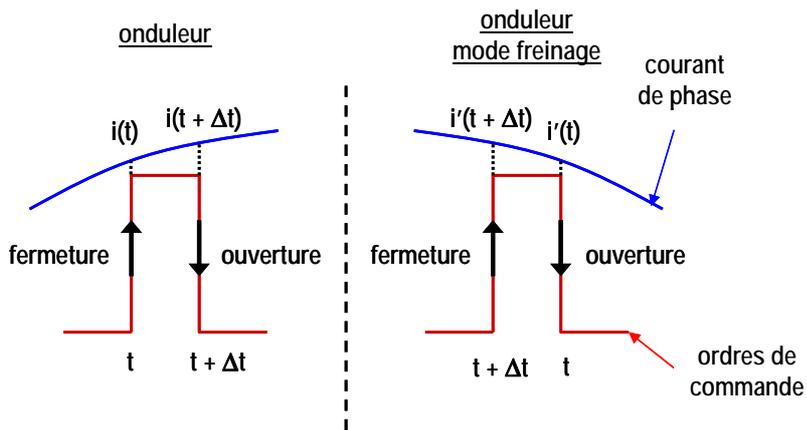


Figure B-18 Valeurs du courant de charge en fonction des fermetures et ouvertures des semi-conducteurs